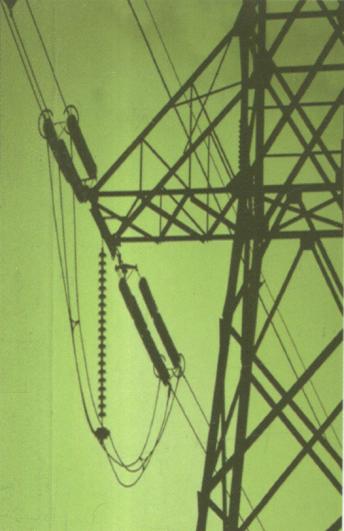


DIANLI XITONG JINGJIXING GUZHANG XIANLIOU JISHU



# 电力系统 经济型故障 限流技术

◎ 李庆民 娄杰 张黎 刘洪顺 邹亮 著



# 电力系统经济型 故障限流技术

李庆民 娄 杰 张 黎 刘洪顺 邹 亮 著



机 械 工 业 出 版 社

本书汇集了著者近年来在电力系统经济型故障限流技术领域的最新研究成果，涵盖串联谐振式、ZnO 避雷器式、快速开关式、永磁偏置式等多种故障限流拓扑及其工作原理，还包括故障限流器与电力系统及设备的交互影响研究进展，涉及对断路器开断特性的作用机制、对输电线路潜供电弧特性与重合闸技术的影响机理等多个研究专题。本书注重基础理论与工程应用相结合，力求表述严谨，注重图文并茂。

本书适合于从事电力系统故障限流技术、智能电网电磁装备技术、高电压技术研究的科研人员、研究生、技术开发与工程设计人员阅读，也可作为相关领域研究生的参考教材。

### 图书在版编目（CIP）数据

电力系统经济型故障限流技术/李庆民等著. —北京：机械工业出版社，2011. 8

ISBN 978-7-111-35604-2

I . ①电 … II . ①李 … III . ①电力系统 - 限流措施 - 研究  
IV. ①TM72

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2011）第 162146 号

机械工业出版社(北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑：付承桂 责任编辑：付承桂

版式设计：霍永明 责任校对：李秋荣 责任印制：乔宇

北京机工印刷厂印刷（三河市南杨庄园丰装订厂装订）

2011 年 9 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 12.75 印张 · 243 千字

0 001—2 500 册

标准书号：ISBN 978-7-111-35604-2

定价：38.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务 网络服务

社 服 务 中 心：(010) 88361066 门户网：<http://www.cmpbook.com>

销 售 一 部：(010) 68326294

教 材 网：<http://www.cmpedu.com>

销 售 二 部：(010) 88379649

读 者 购 书 热 线：(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版

# 前　　言

随着高压电力网络的大规模发展，系统的短路容量和水平日益增高，而人们对系统运行安全、电能质量及供电可靠性也提出了更加苛刻的新要求，如何限制故障电流已成为电力工业面临的重大技术与经济问题之一，同时也促使故障限流技术发展成为具有突出前沿交叉特征的分支学科研究领域，创新性的研究成果不断涌现。

电力系统故障限流技术在近十年内得到了迅速发展，并逐渐由基础与应用基础研究转向工程应用与实施。但就发展的具体故障限流技术而言，在物理拓扑结构与材料组成、工作原理、技术实施方式与有效性、经济特性等方面，呈现出千差万别、千姿百态、百花齐放的局面，涉及物理学、材料学、电气工程学、气体放电、优化与控制论等多个领域基础理论与方法的综合应用，很难用一种理论或方法来描述和界定当前发展中的故障限流技术。正是缘于上述原因，非常遗憾的是，除了一些零星的文献译丛或论文集外，目前国内外尚没有一本系统论述电力系统故障限流技术最新研究成果的专著或教材，给人们系统掌握故障限流技术的最新研究进展以及实现文献溯源带来不便，这也是长期困扰该领域科研人员的一大问题。

分析表明，故障限流器只有实现高电压大容量化才具有实际应用价值，而经济特性是其获得应用不可或缺的关键因素。就目前发展而言，故障限流器的结构拓扑各异、种类繁多，但其中占主导作用的包括电力电子型、超导型以及经济型故障限流器。电力电子型故障限流器存在稳态功耗和发热严重、触发与控制复杂、造价较高等问题，其技术的实用性与可靠性在应用中也受到一定程度的限制，但随着大功率电力电子器件的技术进步会得到进一步发展。超导型故障限流器的研究也遇到了诸多亟待解决的技术问题，特别是在高压大功率场合的应用，仍有赖于高温超导材料的科学与生产工艺以及相关集成技术取得新突破，尽管如此，超导故障限流技术仍将是未来本领域发展的重点和前沿方向之一。

鉴于上述情况，人们同时也开始转而探索其他形式的故障限流理论与创新技术，旨在通过科学与技术创新实现限流拓扑的优化，促进故障限流器朝高压大容量化发展，并因此出现了种类繁多的非电力电子式、非超导式的故障限流技术方案，这就是所谓的“经济型”故障限流技术。“经济型”

故障限流技术的关键在于利用常规电气元器件实现拓扑优化和方法创新，因具有运行可靠性高、无需外加控制而实现自动投切、技术经济性能优异、易于实现高压大容量化等突出优点，成为目前最为经济、实用、可靠的故障限流技术和研究热点之一，在高压电力系统中应用前景广阔。

本书著者长期从事故障限流技术领域的科学理论与工程应用研究，愿将自己的研究所得与同行分享，但实在难以涵盖所有的故障限流技术领域及其研究进展，权以“电力系统经济型故障限流技术”偏其一隅，详细论述著者在该分支方向的研究结果，涉及多种经济型故障限流拓扑及其工作原理，以及故障限流器与电力系统的交互影响等多个研究专题。著者深知自己的工作乃冰山一角，但毕竟是个开头，但愿起到抛砖引玉之功效。

本著作由李庆民、娄杰、张黎、刘洪顺、邹亮共同完成，其中李庆民编写第1、2章和第5章的5.1~5.3节以及前言，娄杰编写第4、9章，张黎编写第5章的5.4~5.6节和第6章，刘洪顺编写第3、7章，邹亮编写第8章，最后由李庆民和娄杰负责完成统稿。

本著作得到了国家自然科学基金（项目批准号：51077088，51007048）的资助；在撰写过程中，孙秋芹、许家响、吕鑫昌、王学磊、师伟、马元、孟君等研究生也做了大量的编辑和插图等辅助工作，在此一并表示谢忱；最后应特别强调的是，倘若没有机械工业出版社责任编辑的鼓励和帮助，本书将难以付诸出版，向他们表示最衷心的感谢。

限于著者水平所限，书中难免存在一些错误或疏漏之处，恳请广大读者批评指正。著者联系方式：[lqmeee@sdu.edu.cn](mailto:lqmeee@sdu.edu.cn)。

著者

2011年7月1日

于山东大学茗香斋

# 目 录

## 前言

<b>第1章 导论</b>	1
1.1 故障限流技术研究的意义	1
1.2 故障限流的传统技术与措施	2
1.3 故障限流器的研究及发展现状	4
1.3.1 超导型故障限流器	5
1.3.2 电力电子型故障限流器	11
1.3.3 经济型故障限流器	14
<b>第2章 经济型故障限流器的主要拓扑与工作原理</b>	19
2.1 基于ZnO避雷器的故障限流器	19
2.2 基于快速开关的故障限流器	19
2.3 基于永磁偏置饱和原理的故障限流器	20
<b>第3章 ZnO避雷器式故障限流器</b>	22
3.1 样机研制与实验研究	22
3.1.1 低压物理模拟实验	22
3.1.2 10kV等级样机研制与模拟运行实验	28
3.2 110kV样机总体设计方案	35
3.2.1 串联电容器设计方案	36
3.2.2 串联电抗器设计方案	36
3.2.3 避雷器设计方案	36
3.2.4 并联可控放电间隙G设计方案	37
3.2.5 旁路快速合闸开关K设计方案	38
3.2.6 隔离开关设计方案	38
3.3 数字化在线监测与综合保护策略研究	38
3.3.1 电容器的监测与保护	38
3.3.2 避雷器的监测与保护	40
3.3.3 可控并联间隙的监测与保护	41
3.4 总结	42
<b>第4章 快速开关式故障限流器及其关键技术</b>	43
4.1 快速开关式故障限流器原理及仿真	43
4.1.1 工作原理	43
4.1.2 仿真分析	43
4.2 电磁式快速开关	46

---

4.2.1 盘状推斥式快速开关 .....	46
4.2.2 音圈电机式快速开关 .....	60
4.2.3 反绕嵌套式快速开关 .....	66
4.3 快速电磁式操动机构动态特性比较 .....	79
4.3.1 材料与结构 .....	79
4.3.2 电磁力灵敏度评价指标 .....	80
4.3.3 拓扑结构的统一性分析 .....	85
4.3.4 小结 .....	89
4.4 总结 .....	90
<b>第5章 永磁饱和型故障限流器 .....</b>	<b>91</b>
5.1 永磁饱和型故障限流器的工作原理 .....	91
5.1.1 系统正常时 FCL 工作状态分析 .....	92
5.1.2 系统短路时 FCL 工作状态分析 .....	93
5.2 磁性材料在永磁饱和型故障限流器中的应用 .....	94
5.2.1 永磁材料 .....	95
5.2.2 软磁材料 .....	97
5.2.3 小结 .....	98
5.3 运行机理分析与等效建模 .....	98
5.3.1 静态特性分析 .....	98
5.3.2 动态特性分析 .....	103
5.3.3 小结 .....	111
5.4 大容量化参数设计与优化方法 .....	111
5.4.1 大容量化参数设计算法 .....	111
5.4.2 大容量化参数优化研究及算例分析 .....	117
5.4.3 小结 .....	123
5.5 实验研究与拓扑优化 .....	124
5.5.1 小容量等级综合限流特性实验 .....	124
5.5.2 永磁体稳定性机理研究 .....	127
5.6 总结 .....	129
<b>第6章 经济型故障限流器对电力系统暂态稳定的影响 .....</b>	<b>130</b>
6.1 系统暂态物理过程分析 .....	130
6.2 具有 FCL 的单机—无穷大系统的功角特性 .....	131
6.2.1 系统功角特性 .....	131
6.2.2 极限切除时间 .....	132
6.3 单机—无穷大系统仿真分析 .....	134
6.3.1 不同限流比下系统的暂态稳定特性 .....	134
6.3.2 不同切除时间下系统的暂态稳定特性 .....	135
6.3.3 不同短路形式下系统的暂态稳定特性 .....	136

---

6.4 多机系统仿真分析 .....	137
6.5 总结 .....	138
<b>第7章 经济型故障限流器对高压断路器开断特性的影响 .....</b>	<b>139</b>
7.1 对高压断路器开断特性的影响 .....	139
7.1.1 经济型故障限流器等效分析模型 .....	139
7.1.2 出线故障对 RRRV 的影响 .....	140
7.1.3 近区故障对 RRRV 的影响 .....	144
7.1.4 限流器杂散电容对 RRRV 的影响 .....	147
7.1.5 小结 .....	149
7.2 对高压断路器失步故障开断特性的影响 .....	149
7.2.1 对失步开断电流的影响 .....	150
7.2.2 对瞬态恢复电压的影响 .....	152
7.2.3 对断路器开断苛刻度的影响 .....	157
7.2.4 小结 .....	158
<b>第8章 经济型故障限流器对继电保护的影响 .....</b>	<b>159</b>
8.1 计及故障限流器和故障过渡电阻的接地距离保护补偿算法 .....	159
8.1.1 双端电源系统接地短路故障分析 .....	159
8.1.2 双端电源系统仿真分析 .....	164
8.1.3 小结 .....	165
8.2 安装氧化锌避雷器式故障限流器的输电线路潜供电弧特性与重合闸策略 .....	166
8.2.1 超高压输电系统分析模型 .....	166
8.2.2 旁路开关断开时间对潜供电流的影响 .....	167
8.2.3 潜供电流低频分量的产生机理分析 .....	168
8.2.4 含限流器的线路单相重合闸操作 .....	171
8.2.5 小结 .....	174
<b>第9章 结束语 .....</b>	<b>175</b>
<b>参考文献 .....</b>	<b>177</b>

# 第1章 导论

## 1.1 故障限流技术研究的意义

随着我国电网规模的日益扩张、电力系统中负荷的迅速增长、大容量机组的不断投入运行以及各大区电网的互联，电力系统短路电流水平也日益增高，许多地区特别是沿海经济发达地区电网的短路电流水平，已经达到甚至超过电力规程所限定的最大允许值。巨大的短路电流不但增加了系统主设备的选择配置难度，而且严重威胁系统的安全运行，因此，日益严重的短路故障问题必须得到足够的重视和有效解决。

短路故障对电力系统的正常运行以及电气设备本身具有严重的危害作用。具体包括以下方面：①短路电流通过电气设备中的导体时，其强烈热效应会引起导体或其绝缘的破坏；另一方面，导体也会受到很大的电动力冲击，致使导体变形，甚至损坏。②短路故障还会引起电网中电压降低，特别是靠近短路点处的电压显著下降，结果可能使用户的供电质量受到影响，从而造成产品报废及设备损坏等严重后果。③短路故障破坏电力系统并列运行的稳定性并引起系统振荡，从而可能导致并列运行的发电机失去同步，造成大面积停电，甚至使整个系统瓦解。④不对称接地短路引起的不平衡电流将产生严重的不平衡磁通，在邻近通信线路内形成相当大的感应电动势，造成对通信系统的干扰，甚至危及通信设备及人身安全。

为保证电力系统的安全、可靠与稳定运行，这就需要更新电网内各种输变电设备，诸如高压断路器、变压器、互感器以及变电站母线、构架、导线、支撑绝缘子和接地网等，以满足短路电流水平增高所带来的更加苛刻的要求，使得电网投资成本大大增加，甚至可能导致电网无高压断路器可选。因此，必须采取行之有效的技术措施限制短路电流，否则，新建变电站的设备投资和现有变电站的设备改造将付出巨额代价。目前，世界上大多数国家都采取一定措施对各级电网的短路水平予以适当限制。

根据我国电网发展规划，在一些负荷密度大的城市和地区的 500kV 和 220kV 变电站中，预期短路电流水平将可能超过 100kA。资料表明，三峡水电站可能的最大短路电流周期分量可达到 300kA。目前国际上可生产的开关设备，除了用于严酷电网条件的少量气体绝缘金属封闭开关设备（Gas Insulated Switchgear, GIS），其最大短路开断电流可达 100 kA（国内无此生产能力），大部分高

压断路器的额定短路开断电流在 63kA 以下，一般难以满足开断系统较大短路电流的要求，而且随着全国联网不断加强以及电网容量不断扩大，这种矛盾会越来越突出。如何限制短路电流已成为我国电网发展中一个不可回避的重大技术和经济问题。

## 1.2 故障限流的传统技术与措施

限制电力系统短路电流的传统技术与措施，可从调整电网结构、改变系统运行方式和加装限流设备等三方面予以考虑，具体方法包括：

1) 提升电网电压等级，下一级电网分层、分区运行。将下一级网络分成若干区，以辐射状接入更高一级电网，大容量电厂也直接接入更高一级电网中，这样，原电压等级电网的短路电流将随之降低。例如，在发展 500 kV 电网的基础上，对 220 kV 电网实施分层、分区运行，是限制短路电流最直接有效的方法。

2) 变电站内采用母线分段运行方式。打开母线分段开关，使母线分列运行，可以增大系统阻抗，从而有效降低短路电流水平。该措施实施方便，但将削弱系统的电气联系，降低系统安全裕度和运行灵活性，也可能引起母线负荷分配不均衡。

3) 加装变压器中性点小电抗。中性点小电抗对于减轻三相短路电流无效，但对于限制不对称短路电流的零序分量具有明显效果。在变压器中性点加装小电抗，施工便利且投资较小，故在单相短路电流过大而三相短路电流相对较小的场合应用很有效。不过，中性点小电抗仅对降低 220kV 电网局部区域单相短路电流的作用较大。

4) 采用高阻抗变压器和发电机。采用高阻抗发电机会增大正常情况下发电机自身的相角差，对系统静态稳定不利；再者，漏磁增加，故障初期的过渡阻抗增大，因转动惯量减小将进一步使系统动态稳定性下降。采用高阻抗变压器也同样存在类似问题。因此，是否采用高阻抗变压器和发电机，需要综合考虑系统的短路电流水平和稳定问题。

5) 限流熔断器。利用熔断器的快速性可将短路电流在到达第一个峰值前强行限制。由于限流熔断器分断能力有限，只能用于 35kV 以下电压等级，在输电系统还没有应用的可能。而且，熔断器熔断时会产生操作过电压，需配合氧化锌电阻、负荷开关共同使用。

6) 采用串联电抗器。加装串联电抗器可有效限制短路电流，但会造成正常情况下的无功功率消耗，必须另加无功功率补偿设备。利用晶闸管技术，可实现正常运行时串联电抗器的零阻抗，但目前受单个半导体器件的容量所限，必须采用串并联方案，有关技术和经济可行性问题尚待进一步研究。

7) 采用直流背靠背技术。交流系统的短路电流含有无功分量，而直流系统只输送有功功率。通过直流系统将已有的交流系统适当分区，即在同一地点装设整流、逆变装置而不需架设直流输电线路，将电网分成相对独立的几个交流系统，避免系统间相互的短路电流，可以很好地限制短路电流水平。

8) 更换断路器。提高断路器的遮断容量，选择开断电流水平高的断路器，也不失为一种解决办法，但开关设备造价昂贵，同时需要对相关输变电设备进行改造，总投资较大。

由表 1-1 可知，传统限流技术尽管可在某种程度上解决电网短路电流的抑制问题，但无一例外地将对电网运行的灵活性与经济性带来不同程度的负面影响。鉴于上述情况，人们与此同时开始转而探索其他形式的故障限流理论与创新技术。其中，故障限流器能较好地克服传统限流技术的不足，愈加受到国内外的关注。作为一种较理想的技术措施，故障限流器可有效限制电网的短路容量，从而极大地减轻断路器等各种高压电气设备的动、热稳定负担，提高其动作可靠性和使用寿命，保证电网的安全与稳定运行。另一方面，由于限制了短路容量，有可能显著降低对电网中各种电气设备（如变压器、断路器、互感器等）以及电网结构的设计容量要求，大大节省投资。因此，研究性能优良、经济合理的新型故障限流器是大势所趋，对我国电网建设具有重要的现实意义和应用价值。

表 1-1 传统限流技术比较

方 法	优 点	缺 点
提升电压等级，下一级电网分层分区运行	有实际经验 直接有效	投资昂贵
母线分段运行	国内外普遍采用 实施简单易行	降低系统安全裕度 降低运行灵活性 引起母线负荷分配不均衡
变压器中性点经小电抗接地	有实际经验 单相接地短路电流限制效果好	不限制三相短路电流
高阻抗变压器	有实际经验 广泛使用	影响电网运行稳定性 设备费用高 电压降和电网损耗增加
高阻抗发电机	有实际经验，空载损耗减小 设备成本降低	相位差增大 降低系统稳定能力
限流熔断器	简单，成本低，可靠性高 有显著的限流特性	故障电流容量低 不适合自动重合闸 会产生操作过电压，须手动更换

(续)

方 法	优 点	缺 点
串联电抗器	有实际经验 可靠性高	影响电网稳定性 有电磁干扰 电压降和电网损耗增加
直流背靠背技术	成熟的电力系统技术 限流效果良好	换流装置设备费用较高 直流系统间的相互影响问题
更换断路器	有实际经验 可靠性高	造价昂贵 遮断容量受限 需对相关变电设备进行改造

### 1.3 故障限流器的研究及发展现状

20世纪70年代就有人提出了故障电流限制器（Fault Current Limiter, FCL，简称故障限流器）的概念。美国电力科学研究院（Electric Power Research Institute, EPRI）在20世纪90年代初期，成立了一个面向电力系统和电力用户的专门调查组织，针对电力系统短路电流及其抑制方法开展了深入的调查研究，最终的研究报告认为故障限流器的研制势在必行。国际大电网会议也在1996年成立了专门的工作组（CIGRE working group A3.10），开始进行限流器的规范化研究。近年来，世界各国特别是发达国家都投入大量人力与物力研究限流技术，研制具有良好限流性能的新一代限流装置。

从近几十年的发展历程来看，研制的FCL虽然结构形式不同，且种类繁多，但其最基本的工作原理相类似：在电网正常运行时表现为零阻抗或微小阻抗，功耗接近于零，最大不超过输送功率的0.25%；在电网发生短路故障时，迅速呈现高阻抗以限制故障电流。对各种FCL的共性要求包括：动作速度快，反应时间小于20ms甚至更短（几毫秒）；具有故障时自动触发功能，可将短路电流限制到预期值的一半以下；故障切除后，具有快速自动复位功能，可在几秒之内实现多次动作，以配合线路的重合闸操作；工作可靠性应高于同时运行的断路器等设备。

由于实现限流的方式千差万别，故障限流技术属于多学科交叉研究领域，故对其进行准确分类十分困难，这里仅给出大致的分类方法。从限流阻抗类型或作用方式上，可将FCL分为阻抗型和非阻抗型。其中，阻抗型又可分为电阻型、电感型和整流型，非阻抗型可分为爆破型（ABB公司的IS-limiter、美国G&W公司的Clip、法国FERRAZ公司的Pyro-breaker、西安铭金科技有限公司的产品等）和自愈合熔丝型（Rehealing fuse）等。从限流材料与设备类型上，可

将 FCL 分为特殊材料型和常规材料型。特殊材料型以超导型为主，美国阿贡实验室、日本东京电力和日新公司以及中国科学院电工研究所从事该项研究较多；此外还有 PTC (Positive Temperature Coefficient) 聚合材料型，瑞典 ABB 研究协会在这方面取得了较大进展。常规材料型可分为电力电子型、常规设备型和混合型，或者根据 FCL 的拓扑连接方式，也可将其分为串联谐振型、并联谐振型、整流型、永磁饱和型和电弧电流转移型等。

近十年来，国内外针对故障限流器开展了大量的研究工作，研制的故障限流器结构拓扑各异，种类繁多，其中占主导地位的是超导型和电力电子型故障限流器。

### 1.3.1 超导型故障限流器

超导型故障限流器 (Superconducting Fault Current Limiter, SFCL) 早在 1970 年即被提出，到 20 世纪 80 年代已有不少基础研究和实际开发方面的报道。1991 年，日本东芝公司和东京电力公司联合攻关，采用低温超导材料 NbTi/CuNi 和液氮低温冷却装置（临界温度 77K）研制成功三相 6.6kV/1.5kA 的 SFCL，经试验表明该装置可将 55kA 的预期短路电流限制到 1.8kA，该试品已接近实用规模，并已开始试运行。

1986 年以来，临界温度达 87 ~ 135K 的若干陶瓷系列高温超导材料的问世，将使超导电力设备的研制、运行与维护费用大幅度下降。从事该项技术研究的国家遍及东西欧、北美、澳洲和东亚各国，研究单位并不局限于大学，也包括许多国际著名的电气公司如 ABB、西门子、施耐德、东芝、GEC、Alsthom 和 CISE 等。国外一些重要的电力公司和研究所，如加拿大的 Quebec、日本的几大电力公司和中央电力研究所等均积极参与了该项科研工作。我国超导电力设备的研究工作已开展多年，具备了一定的研究基础。中国科学院电工研究所、北京大学、华中理工大学、清华大学、有色金属研究院和核物理研究院等单位都开展了超导型 FCL 的研究工作。我国首台高温超导限流器已于 2005 年 8 月在湖南省娄底电业局高溪变电站顺利通过短路试验，挂网试运行已近一年，其主要技术性能指标均已达到国际先进水平，成为继瑞士、德国和美国之后全球第四台并入 10kV 电网试运行的高温超导限流装置，极大地推进了高温超导技术在电力工业中的实用化进程。超导型故障限流器的样机研制情况见表 1-2。

表 1-2 超导型故障限流器样机研制进展

时间	研究机构	容量	材料	类型
1982	NEI Peebles Ltd(英国)	3kV/556A	—	饱和铁心式
1990	GEC、Alsthom(法国)	25kV/200A	Nb-Ti	饱和铁心式
1991	Seikei University(日本)	200V/13A	NbTi/CuNi	三相电抗器式

(续)

时间	研究机构	容量	材料	类型
1991	TEPCO、Toshiba(日本)	6.6kV/1.5kA	Nb-Ti	电阻式
1994	GEC、Alsthom(法国)	150V/50A	NbTi/(Cu + CuNi)	混合式
1994	Ben Gurion University(以色列)	1kV/25A	BSCCO	电抗式
1995	Lookheedmartin(美国)	2.4kV/80A	BSCCO-2223	桥路式
1996	Alcated Alsthom(法国)	40kV/315A	BSCCO-2212	电阻式
1996	ABB(瑞士)	10.5kV/1MVA	BSCCO-2212	电阻式
1996	Wollongong University(澳大利亚)	34V/10A	Bi-2223	饱和铁心式
1996	Central Research Institute of EPI(日本)	6.6kV/400A	Bi2212	磁屏蔽式
1997	ABB(瑞士)	10.5kV/700A	Bi-2212	磁屏蔽式
1996	VPTI Hydro-Quebec(加拿大)	450V/95A	BSCCO 2212	电抗式
1997	LANL、ASC、LMC(美国)	2.4kV/2kA	Bi-2223	桥路式
1998	CNRS-CRTBT/LEG(法国)	1.1kV/1.08kA	Bi-2223	电阻式
1999	Siemens、AG(德国)	100kVA	YCBO	电阻式
1999	LANL、ASC、LMC等(美国)	15kV/1.2kA	Bi2223/Ag	桥路式
1999	Kurchatov Institute(俄罗斯)	240VA	HTS	饱和铁心式
1999	General Atomics(美国)	15kV/20kA	BSCCO-2223	桥路式
2000	Kyoto University(日本)	60V/200A	NbTi/(Cu + CuNi)	桥路式
2001	CNRS(法国)	1kV/730A	YBaCuO	电阻式
2001	Hokkaido University(日本)	30V/50A	Bi-2223	磁屏蔽式
2002	东北大学(中国)	220V/10A	Bi-2223	饱和铁心式
2002	Central Research Institute of EPI(日本)	100V/100A	Bi-2212	电抗式
2002	ABB(瑞士)	6.4MVA	BSCCO 2212	电阻式
2002	Yousei University(韩国)	1.2kV/80A	HTS	电抗式
2002	Toshiba Corporation(日本)	66kV/750A	Bi-2223	桥路式
2004	AIST(日本)	5kVA	NbTi/CuNi	变压器式
2004	Central Research Institute of EPI(日本)	2kV/8kA	Bi-2223	电抗式
2004	Nexans SuperConductors(德国)	10kV/10MVA	BSCCO-2212	电阻式
2005	中国科学院电工研究所(中国)	10.5kV/1.5kA	BSCCO-2223	桥路式
2006	Bar-Ilan University(以色列)	400V/300A	BSCCO-2223	饱和铁心式
2008	北京云电英纳超导电缆有限公司(中国)	35kV/90MVA	Bi-2223	饱和铁心式

目前已研究过的 SFCL 可分为电阻式、变压器式、混合式、磁屏蔽式、电抗式、磁饱和式、三相电抗器式和桥式等八种，下面分别对它们的结构原理和技

术特点作一介绍。

### 1. 电阻式

电阻式 SFCL 是利用交流超导体从超导态向常态（高阻）的快速转变原理来限制电力系统的故障电流的。图 1-1 为电阻式 SFCL 的结构图，它主要含有一个由低交流损耗的极细丝超导电缆绕制而成的无感线圈，称为触发线圈；同时，为降低触发线圈状态转变时产生的过电压，通常还要并联一个限制线圈或限制电阻。限制线圈可以是常规的，也可以是失超电流比触发线圈高得多的超导线圈。

正常运行时，触发线圈处于超导态，由其交流损耗和漏感决定的阻抗很小，线路电流全部通过触发线圈；发生故障时，短路电流很快超过触发线圈的临界电流，触发线圈瞬间变为常态而呈现高阻，电流被转移到限制线圈或限制电阻中去，从而抑制了故障电流。

电阻式 SFCL 具有结构简单、响应速度快、电流过载系数低和正常运行压降低等优点，低电压等级样品在国外已接近实用化。但是，超导线圈在正常运行期间流过线路全电流，需要由低交流损耗的大电流超导电缆绕制，而目前这种超导电缆（尤其 4~5kA 以上）在制造中尚存在难以解决的机械和传热等关键技术问题。鉴于此，国外研制的电阻式 SFCL 的额定电流尚未超过 2kA，而且这种 SFCL 的超导恢复时间长，难以配合快速重合闸操作。具备快速重合闸功能的电阻式 SFCL 必须采用两套独立的超导线圈，结构复杂，造价昂贵。

### 2. 变压器式

变压器式 SFCL 包括二次侧超导绕组短路（DA SC）的变压器式和四绕组变压器式两种。DA SC 的概念是由法国学者于 1986 年提出的，其限流拓扑由通过线路电流的一次侧常规绕组、短路的二次侧超导绕组和铁心组成。系统正常运行期间，变压器因二次侧短路表现为低阻抗；故障发生时，变压器二次绕组因感应电流很快超过其临界值而出现失超，使变压器阻抗增大，从而限制故障电流。DA SC 式限流器的超导线圈不需电流引线，结构简化，降低了低温损耗。当超导线圈整体失超时，限流装置没有过电压。

四绕组变压器式 SFCL 的一次侧和二次侧都有各自并联的主绕组和辅助绕组。一、二次侧主绕组间的间隙很小（漏感很小），而辅助绕组间的间隙很大（漏感很大），主绕组的临界电流比辅助绕组低得多。正常运行时，绝大部分电流在感抗小的一、二次侧主绕组中流动；发生故障时，一、二次侧主绕组因电

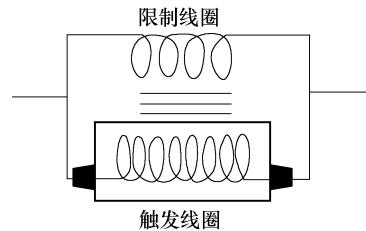


图 1-1 电阻式 SFCL 的一般结构原理

流过大而失超，强迫电流转移到辅助绕组中去，从而达到限流的作用。四绕组变压器式 SFCL 兼具变压器和限流器功能，提高了变压器效率，总损耗仅为相同铁心重量的传统变压器的 1/3。

不过，这两种 SFCL 不仅需要大电流交流超导电缆外，而且需要非金属杜瓦，目前仍处于初期研究阶段。

### 3. 混合式

混合式 SFCL 的概念由法国学者于 1992 年提出。该种限流器由具有可变耦合磁路的常规变压器和无感绕制的超导线圈组成，其原理结构如图 1-2 所示。图 1-2a 中的变压器一、二次绕组彼此反绕，二次绕组和超导线圈串联后与一次绕组并联；图 1-2b 中的变压器二次绕组被超导线圈短路。混合式 SFCL 的变压器二次绕组匝数远多于一次侧，从而减小了通过超导线圈的电流。

系统正常运行期间，由于一、二次绕组磁场相互抵消或二次绕组被超导线圈短路，限流装置的阻抗非常小。故障时，二次绕组电流迅速增大，超导线圈失超，SFCL 表现为高阻抗而限制故障电流。这时，变压器一次电压降很大，磁路便自动饱和，一、二次绕组的耦合急剧减小，降低了二次电压和电流，从而减小了失超的超导线圈的热损耗，缩短其恢复时间。

混合式 SFCL 只需采用比线路电流小得多的交流超导电缆，简单易制，并减轻了超导体重量，大大降低了低温损耗；同时，因故障期间磁路饱和而降低了二次电压和电流值，从而减小了超导线圈发热，有利于超导态的恢复。但常规变压器的引入使 SFCL 的总损耗很大且很笨重，此外，故障期间会出现较高过电压，故障后磁路饱和还会引起电流和电压波形畸变。这种 SFCL 的超导恢复时间长，也不能配合快速重合闸操作。

### 4. 磁屏蔽式

磁屏蔽式 SFCL 由外侧的铜线圈、中间的超导圆筒和内侧的铁心同轴配置而成，其中铜线圈串入电网，如图 1-3 所示。正常运行期间，圆筒处于超导态，铜线圈产生的磁通被短路超导圆筒中感应的屏蔽电流的磁通所抵消，装置的阻抗仅由铜线圈和超导屏蔽筒间的气隙漏磁通决定，表现为低阻抗。发生短路故障时，超导圆筒的感应电流快速增大到临界值而出现失超现象，使圆筒不再能屏蔽铜线圈的磁通，导致装置阻抗增大而限制故障电流。

磁屏蔽式 SFCL 的优点表现在：高温超导体用量在各种 SFCL 中最少；因超

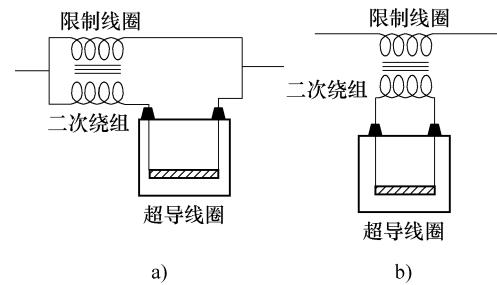


图 1-2 混合式 SFCL 工作原理

导屏蔽筒的交流损耗低，且不需电流引线，所以低温热负荷小，可用 G2M 制冷机来冷却；装置外侧的杂散磁场也很小。但是，该装置的重量较大（比电阻式 SFCL 重一个数量级），超导恢复时间很长，限流期间会出现瞬态过电压，需要两套独立装置才能配合快速重合闸操作，并需另装转换开关。

### 5. 电抗式

电抗式 SFCL 由超导线圈与限制线圈反向绕制并联组成。正常运行时，限制线圈与触发线圈电流相等，产生的磁场反向并相互抵消，线圈内无主磁通，限流器阻抗接近于零。短路故障发生时，当电流超过临界值后，超导线圈失超产生高阻抗，短路电流被限制线圈所限制。电抗式 SFCL 同样存在超导体失超后恢复时间长的问题，不适于自动重合闸运行。

### 6. 磁饱和式

1982 年英国研制了一台 3kV/556A 的单相磁饱和式 SFCL 样机，其结构原理如图 1-4 所示。磁饱和式 SFCL 故障限流器主要由铁心、交流绕组（铜绕组）、超导直流偏置绕组和直流恒流电源组成。两个交流绕组反向串联在电网中，其在超导直流偏置绕组中产生的磁场方向相反。系统正常运行时，超导绕组产生的直流偏置场，使铁心处于深度饱和状态，交流绕组在电网中表现为低阻抗状态。当电网发生短路故障时，短路电流使两个铁心在一个周期内交替饱和，交流绕组的阻抗迅速增大，从而自动限制短路电流的增加。

磁饱和式 SFCL 的技术关键，是使用超导绕组代替直流励磁绕组，可大大降低直流恒流电源的功率。另外，超导材料比普通铜导体的允许电流密度大，可在绕组参数相同时提供更大的直流磁化场。直流绕组在故障时无超导态到失超态的转化过程，其反应和恢复时间都非常短。因而，磁饱和式 SFCL 特别适合于线路多次自动重合闸的要求。

尽管磁饱和式 SFCL 在理论上可行，但在工程应用中也会遇到技术与经济问题。例如，交流磁通在直流绕组中感应的交变电压，会增加 SFCL 的正常工作压降和功耗。发生短路故障时，额定电压的大部分降落在 SFCL 的交流绕组上，电网交流高压会通过交流绕组和 SFCL 铁心耦合到直流绕组中，对直流电源具有破

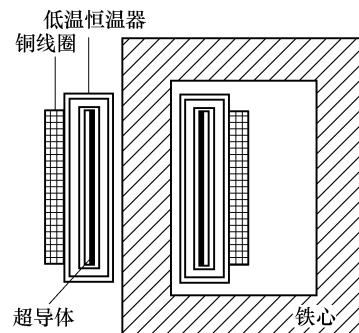


图 1-3 磁屏蔽式 SFCL 的结构

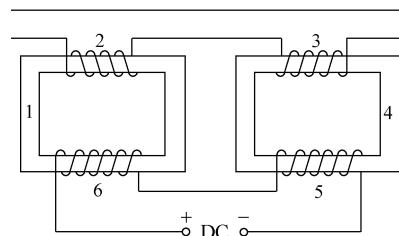


图 1-4 磁饱和式 SFCL 结构原理

1、4—铁心 2、3—交流限流绕组  
5、6—超导直流偏置绕组

坏作用，产生所谓的“高压”问题。故障时的“高压”问题使得磁饱和型 SFCL 的额定运行参数受到限制，同时也是限制磁饱和式 SFCL 在高压以及超高压电网应用的关键性难题。

### 7. 三相电抗器式

三相电抗器式 SFCL 由日本学者于 1989 年提出。该装置由绕在单一铁心上的三个匝数相同的超导绕组组成，如图 1-5 所示。正常运行时，三相电流平衡，铁心中总磁通为零，装置表现为很小的阻抗。当发生单相对地故障时，三相电流失衡，电抗变得非常大，故障电流被 SFCL 的较大零序电抗所抑制，超导绕组并不失超。当发生两相或三相短路故障时，装置的电抗不增大，当故障电流达到超导绕组的临界电流时，超导绕组失超，故障电流被较大的常态电阻所抑制。

三相电抗器式 SFCL 的突出优点是单相对地故障时超导绕组不失超。电力系统有 90% 的故障为单相对地故障，所以这种 SFCL 能不失超地限制绝大多数故障电流。正常运行期间，三相电流之和为零，无磁通变化，可采用金属杜瓦。但该装置需要具有较大通流能力的交流超导电缆，总损耗较大，铁心也较重。

### 8. 桥式

桥式 SFCL 的概念在 1983 年由美国 LANL 和西屋电力公司共同提出。图 1-6 为桥式 SFCL 的单相原理图。该装置由二极管桥路  $VD_1 \sim VD_4$ 、超导线圈  $L$  和偏压电源 DC 组成。与 SFCL 串联的断路器 QF 用来开断被抑制后的故障电流，DC 为超导线圈提供偏置电流  $i_L$ 。正常运行时，调节 DC 使  $i_L$  大于线路电流  $i_{AC}$  的峰值，于是桥路始终处于导通状态，装置对外不表现任何阻抗。发生故障时，当  $i_{AC}$  幅值大于  $i_L$  时，正半周内二极管  $VD_3$  和  $VD_4$  不导通，负半周内  $VD_1$  和  $VD_2$  不导通，超导线圈就被自动地串入线路，故障电流被大电感  $L$  限制。

桥式 SFCL 具有独特的优点：能在 0.5s 内完成状态恢复，适于重合闸操作；直流超导线圈不存在大电流交流超导电缆及非金属杜瓦的难题；由于没有铁心及铜绕组部件，故总重量轻且费用低；正常运行时装置的电压降小且不会引起谐波和瞬变。但正常运行时，超导线圈要

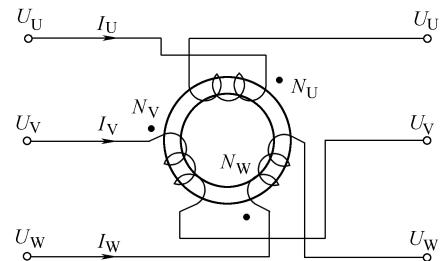


图 1-5 三相电抗器式 SFCL 的结构原理

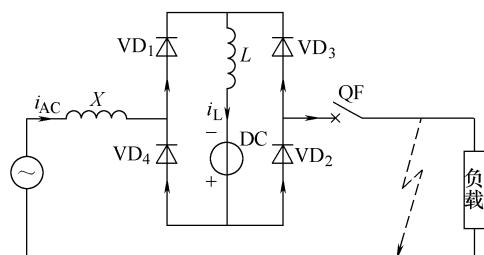


图 1-6 桥式 SFCL 的结构原理

通过大于线路电流幅值的直流，由此引起的低温损耗较大；此外，还需要容量较大的直流偏压电源。

### 9. 小结

超导型故障限流器可实现检测、转换、限流一体化，能在毫秒级内限制故障电流，是一种理想的电力系统短路故障限流器，在世界范围内引起了广泛关注。但目前超导技术在电工领域的应用还受到许多具体条件的限制，特别是在高电压大功率场合的应用技术尚不成熟，运行可靠性难以保证，造价也极其昂贵。超导体在失超后需要较长的时间才能恢复到超导态，这对需要快速重合闸的应用场合就无法满足条件。因此，超导技术目前的实用化程度尚不能满足电力工业的实际工程需要，SFCL 的研制还有赖于超导技术的科研发展和其他相关技术的进步。尽管如此，基于超导的故障限流技术，仍将是未来本领域发展的重点和前沿方向之一。

### 1.3.2 电力电子型故障限流器

电力电子型 FCL 又称柔性化的短路电流限制器（Flexible Short Current Limiter, FSCL），近几年来发展很快，已能用于中低压电网。其基本原理是利用半导体器件替代传统的开关设备来完成限流阻抗的快速切换，从而限制短路电流。随着近十多年来电力电子器件技术水平的提高，应用电力电子技术的故障限流器也得到很大发展，研制了大量实用样机，见表 1-3。

表 1-3 电力电子型故障限流器的实用样机研制

时间	研究机构	容量	类型
1992	日本中部电力公司	2kV/400A	固态开关式
1993	Army Power Center(美国)	4.6kV/800A	固态开关式
1993	日本东北电力公司及日立公司	6.6kV/400A	DCLD( Distribution Current Limiting Device) 试验装置
1994	华东冶金学院(中国)	—	无损耗电阻器式
1995	西屋公司与 EPRI 合作(美国)	13.8kV/675A	与固态断路器(SSCB)组合
1996	日本富士电机与关西电力公司	400V	混合式
1998	ACEC-Transport 和 GEC-Alsthom(法国)	400V	混合式
1999	华中科技大学(中国)	—	串联补偿式
2002	美国能源部与 LosAlamos 国家实验室(美国)	13.7kV/3140A	固态开关式
2004	Northern Electric Distribution Ltd. (英国)	230V/100A	固态开关式
2004	浙江大学(中国)	10kV/500A	桥式
2008	Electric Power Research Inc. (美国)	15.5kV/4000A	固态开关式
2008	University of Arkansas(美国)	13.8kV/6MVA	固态开关式

### 1. 固态开关式故障限流器

图 1-7 为由美国 EPRI(Electric Power Research Institute)提出的 GTO(门极关断)晶闸管开关式故障限流器,主要由一组反并联的 GTO 晶闸管与限流电感  $L$  并联组成。另外,还有检测电流和控制触发脉冲的装置。在正常负荷条件下,GTO 晶闸管处于完全导通状态,将限流电感短接;一旦发生短路故障,在短路电流达到第一个峰值前 GTO 晶闸管将迅速断开,使电感  $L$  串入短路回路中从而限制短路电流。

这种故障限流器使用较为昂贵的 GTO 晶闸管,而且要求保护电路具有极快的响应速度,成本较高;同时,由于 GTO 晶闸管要快速截断远大于额定值的短路电流,并使之转移到限流电感  $L$  中,GTO 晶闸管快速截断会引起过大的  $di/dt$  及  $dv/dt$ ,将产生瞬间过电压及附加振荡,为避免危及系统绝缘与安全,必须采取有效措施对过电压及附加振荡进行抑制。

### 2. 桥式故障限流器

基于电力电子的桥式故障限流拓扑如图 1-8 所示,正常工况下  $VT_1$ 、 $VT_2$  控制电流  $i$  在正负半波正常流通,调节直流电源使  $i_L > i$ ,正常工作时装置几乎呈现零阻抗。当负载侧发生短路,电流  $i$  增至  $i_L$  值时,电感  $L$  立即自动串入回路限制短路电流。关断时只要封锁一组晶闸管的门控脉冲,电流过零时即可自动关断,而电感电流经另一组晶闸管续流,不会产生过电压。基于电力电子的桥式故障限流器在正常运行时基本不产生附加压降,发生短路故障时限流阻抗自动插入,不需要保护电路响应,且断开时不会产生瞬态振荡过电压,可以实现无冲击的软自动重合闸。但由于基于电力电子的桥式故障限流器需要大量功率器件串、并联以满足功率和耐压要求,因此成本高昂。

### 3. 谐振式故障限流器

谐振式故障限流器有串联谐振式和并联谐振式两种,分别利用串联谐振电路阻抗为零、并联谐振电路导纳为零的特点设计。串联谐振式故障限流器拓扑如图 1-9a 所示,正常运行时, $L$  与  $C$  发生串联谐振,阻抗为零。短路故障发生后,晶闸管 VT 导通, $L$  串入限制短路电流。并联谐振式限流器拓扑如图 1-9b 所示,系统稳态时,电容  $C$  起串联补偿作用,故障发生时晶闸管 VT 触发导通, $L$  与  $C$

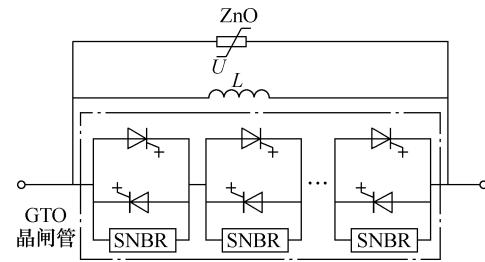


图 1-7 GTO 晶闸管开关式故障限流器

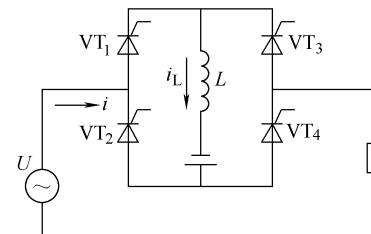


图 1-8 单相桥式故障限流器

发生并联谐振，限制故障电流。这两种限流器都需要快速触发的电子开关（如晶闸管 VT）以使其等效阻抗迅速从低阻抗转换至高阻抗。

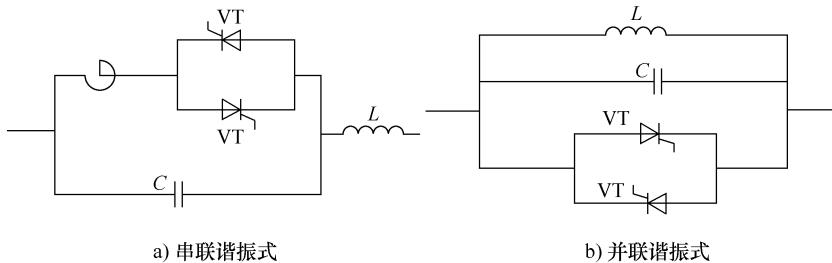


图 1-9 谐振式故障限流器

#### 4. 具有可控串联补偿的故障限流器

如图 1-10 所示，该限流器由一个固定电容器  $C_0$ 、多路开关控制的电容器组、旁路电感  $L_1$ 、串联电感  $L_2$ 、GTO 晶闸管和 ZnO 避雷器组成。控制电容器组的开关采用晶闸管固态开关。稳态时 GTO 晶闸管截止，根据线路补偿的需要投切不同组数的电容器，可实现可控串联补偿功能。故障时触发 GTO 晶闸管导通，旁路电感  $L_1$  接入，限流装置表现为较大电抗而限流。改变 GTO 晶闸管的导通角  $\sigma$  可以改变限流比。

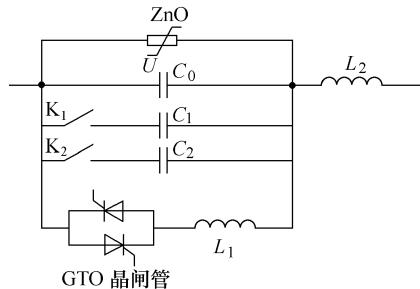


图 1-10 具有可控串联补偿的故障限流器

#### 5. 混合式故障限流器

由固态开关和机械断路器构成的混合式限流器如图 1-11 所示。在图 1-11a 所示的限流器拓扑中，系统正常运行时电流流经高速真空开关，当检测到短路故障时机械式开关触头在电磁力作用下迅速打开，且 GTO 晶闸管导通，短路电流在电弧电压的作用下换流到 GTO 晶闸管内，当故障电流完全换流到 GTO 晶闸管内时，由 GTO 晶闸管切断短路电流，关断过程所产生的电压尖峰被并联的金属氧化物变阻器和 GTO 晶闸管的 RC 缓冲电路吸收。图 1-11b 为交直流两用的混合式限流器，电力系统正常运行时由

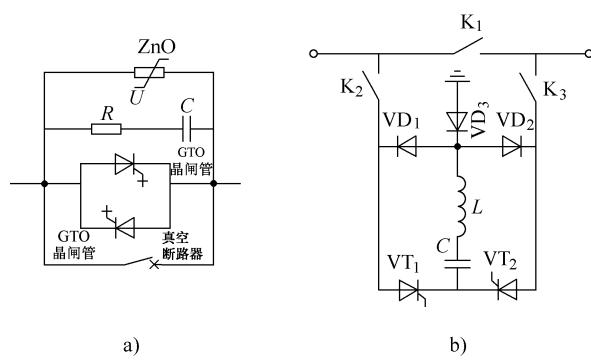


图 1-11 混合式故障限流器

机械开关  $K_1$  闭合而流过负载电流,发生短路故障时利用预充电电容内存储的能量给  $K_1$  注入反向电流,达到限流和切断短路故障的目的。

### 6. 无损耗电阻器式故障限流器

华东冶金学院于 1994 年提出一种无损耗电阻限流拓扑,如图 1-12 所示。该限流器由 4 个 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)和 4 个续流二极管器件组成,其电阻值由电感或电容模拟而成。通过 PWM 技术控制 IGBT 开关频率来调节该桥路的“等效电阻”,工作过程中不会产生功率损耗和焦耳热量,当发生故障时可迅速有效地控制短路电流的峰值和稳态值。为在短路时呈现高阻抗,其调制频率将非常高,故装置开关损耗大,并会产生一定的谐波电流。

### 7. 小结

电力电子型故障限流器具有动作重复性好、满足线路多次重合闸要求等特点,但在高电压等级电网中应用时,都需由大容量半导体器件串、并联而成,不仅造价昂贵,而且同步触发和保护技术要求高。再者,稳态功耗和发热厉害,需要采用强迫水冷却,其实用性受到一定限制,但随着大功率电力电子器件的技术进步,将会获得进一步发展。

### 1.3.3 经济型故障限流器

实际调研与分析表明,只有安装在高压或超高压电网内,故障限流器才具有实际应用价值,凸现其技术和经济上的优越性。从中近期技术上的可能性(包括运行经验及相关可靠性)与经济性(包括造价、运行费用)等各方面考虑,超导型和电力电子型故障限流器在近期内尚难以在高压电网中推广应用。鉴于上述情况,人们与此同时也开始转而探索其他形式的故障限流理论与创新技术,意在通过科学的研究和技术创新实现限流拓扑的优化,促进故障限流器朝高压大容量化发展,并因此出现了种类繁多的非电力电子型、非超导型的故障限流技术方案,且愈加引起相关研究人员的重视。在此,把基于常规电气设备或元件的非超导、非电力电子型故障电流限制器统称为经济型故障限流器。

在经济型故障限流技术研究领域,串联谐振型 FCL 和永磁饱和型 FCL 等,是解决高压电网短路容量过大问题的较优选择。这些限流器不仅可把短路电流限制到较低水平,而且具有运行可靠性高、无需外加控制而实现自动投切、价格低廉和技术经济性能好等明显优点,能克服前述有限流技术的不足,有利于在高压甚至超高压电网投入使用,是目前最为经济、实用、可靠的故障限流技术之一。然

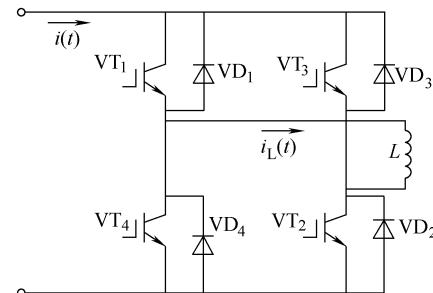


图 1-12 无损耗电阻器式故障限流器

而,无论是基于常规设备的串联谐振型 FCL,还是永磁饱和型 FCL,要实现其在高压及超高压电力系统的应用,仍面临诸多有待深入研究的关键科学与技术课题。

### 1. 基于常规设备的串联谐振型 FCL

基于常规设备的串联谐振型 FCL 的实现可有多种拓扑电路,具体包括饱和电抗器式、避雷器式和预击穿高压开关式等,该种装置可自启动实现故障限流,而一般无需短路电流自动检测元件,被认为当前技术较成熟的限流器。

#### (1) 基于饱和电抗器的串联谐振型故障限流器

如图 1-13 所示,它由饱和电抗器  $L_B$ 、电容器  $C$  和电感器  $L$  组成。利用饱和电抗器在短路大电流下的饱和特性,可将电容器短路,从而打破正常工作条件下的串联谐振状态,自动实现对短路故障电流的抑制。在故障切除后,电抗器即刻失去饱和,电容器即时接入,电路自动恢复串联谐振状态,正常运行时损耗很小。工作在电磁瞬态时,饱和电抗器和电容器互为过电压保护,即电抗器对电容器可起到工频过电压保护作用,电容器对电抗器可起到冲击过电压保护作用。

如何设计满足要求的饱和电抗器是基于饱和电抗器的串联谐振型故障限流器设计过程中的关键问题。不同的饱和电抗器特性会带来不同的过电压与过电流现象,需要进行优化分析与设计。

#### (2) 预击穿式串联谐振型故障限流器

如图 1-14 所示,它基于高压开关预击穿原理而工作,是一种结构简单、运行可靠性高、价格低廉和技术性能好的串联谐振型 FCL。该种 FCL 由电容器  $C$ 、限流电感器  $L$ 、预击穿型高压开关  $K$  及其串联阻抗  $Z$  组成,与电容并联的 ZnO 避雷器作为过电压保护。当系统突发短路时,电容器  $C$  上的电压将迅速上升,在短时间内超过开关  $K$  触头间的预击穿电压,引起触头间的击穿现象将电容器短路,从而打破常态下的串联谐振条件,实现对短路故障电流的抑制,同时预击穿型高压开关快速合闸,以免触头遭受较长时间的强电流电弧烧损。串联阻抗  $Z$  用于限制预击穿电流。故障切除后,预击穿型高压开关即刻分闸,电路恢复到谐振状态。预击穿型高压开关的合、分闸操作,可由预击穿电流控制的电磁铁自动完成;触头间隙击穿通流时,电磁铁产生吸力,使预击穿型高压开关迅速合闸;短路电流消失后,吸力减小,预击穿型高压开关自动分闸。

预击穿式串联谐振型 FCL 不需控制设备,预击穿型高压开关可由一般负荷开关改进设计而成,无技术难点,但是这种高压开关的参数需要特别设计,其中包括断口工作电压、断口击穿电压最优范围、开关时间等。另外,操

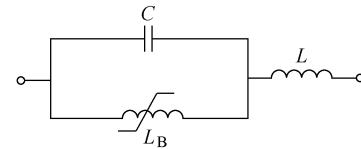


图 1-13 基于饱和电抗器的串联谐振型 FCL

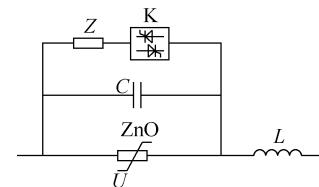


图 1-14 预击穿式串联谐振型 FCL

作电磁铁的动作特性也需要专门考虑。

### (3) 基于避雷器的串联谐振型故障限流器

将饱和电抗器换成 ZnO 避雷器, 就构成了基于 ZnO 避雷器的串联谐振型 FCL, 如图 1-15 所示。发生短路故障时, ZnO 避雷器使电容器 C 短路, 其工作原理类似于饱和电抗器型 FCL。利用 ZnO 避雷器的非线性电阻特性, 通过选择避雷器的合适残压可有效限制电容器上的过电压, 但也会导致串联电抗器上的电压较高, 其绝缘设计水平要求高。分析表明, 将 ZnO 避雷器特性与电抗器、电容器的参数进行优化配合, 可在有效限制电容器过电压的同时, 获得较好的短路电流限制特性。

基于避雷器的串联谐振型 FCL 采用易于获得的电容器、电抗器和 ZnO 避雷器构成, 不仅具有实施简便、价格便宜、工作损耗小、可靠性高、电磁兼容性好、抗短时大电流热效应能力强、无需另设继电保护等优点, 而且在限制短路电流时具有自动快速投入、故障切除后自动恢复等特点, 有利于电力系统电压稳定和暂态稳定, 在断路器多次重合时有较好的性能表现。因此, 在众多的串联谐振型故障限流器中, ZnO 避雷器式 FCL 是一种较优的限流拓扑。

基于避雷器的串联谐振型 FCL 的技术难点在于解决 ZnO 避雷器的吸能问题。在避雷器动作将电容器短路后, 它必须在相当长时间内(如 80ms)承受限制后的系统短路电流, 吸收大量能量而导致发热, 因此对避雷器的暂态吸能能力要求极高, 同时也影响到故障限流器的运行安全。为解决避雷器的吸能问题, 研究改进的 ZnO 避雷器式限流器拓扑电路, 是实现该种限流技术的关键所在。

### (4) 基于快速开关的串联谐振型故障限流器

串联谐振型故障限流器的主要原理是在故障时快速将谐振电容短路, 使得电容器快速退出, 从而使得电抗器起到限流作用。因此, 如果控制电容器短路退出的开关动作时间能够满足要求, 则可简化限流器的拓扑结构, 由此也就出现了一种新的限流器——基于快速开关的故障限流器。

## 2. 永磁饱和型故障限流器

随着磁饱和技术, 特别是磁性材料和磁路拓扑设计的不断发展和完善, 永磁饱和型故障限流器(PMFCL)在高压电力系统中的应用前景较好, 近来愈加引起研究者的重点关注。加拿大 Toronto University、日本 Kanazawa University、英国 AREVA T&D Technology Centre 以及国内清华大学、山东大学等科研机构相继开展了前期仿真与实验研究, 还研制了一些低压样机, 取得了非常有价值的基础性研究成果。

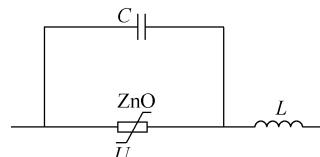


图 1-15 基于避雷器的串联谐振型 FCL

如图 1-16 所示,永磁饱和型 FCL 由软磁铁心、交流铜绕组和永磁体组成。系统正常运行时,限流器依靠永磁体产生的直流偏置磁场使软磁铁心处于深度饱和状态,对外表现为低阻抗;系统发生短路故障时,短路电流使铁心在一个周期内交替脱离饱和,交流绕组的阻抗迅速增大,从而自动限制短路电流的增加。

永磁饱和型 FCL 不需要额外的直流绕组和电源,提高了运行可靠性。其拓扑结构和制造工艺类似于油浸变压器,可借鉴已较为成熟的设计加工工艺。永磁饱和型 FCL 具有运行可靠性高、无需外加控制而实现自动投切、价格低廉和经济性能好等明显优点,能克服现有限流技术的不足。

图 1-16 所示的永磁饱和型 FCL 也面临一些亟待解决的问题。交流线圈套在永磁体上,合成磁通作用可能导致永磁体去磁,特别是在短路大电流时,永磁体去磁的情况会更严重。为解决此问题,有人提出了一种“日”字形的磁路结构,如图 1-17 所示,该种 FCL 采用了永磁并联偏置方式。这种 FCL 采用一个铁心、一块永磁体与两个交流绕组。绕在两侧铁心分支上的交流绕组产生相反的磁场,短路故障时可在正负半波交替退出饱和以实现限流。该设计方案可节约铁心材料,降低制造成本。英国 AREVA T&D Technology Centre 还提出了一种“口”字形永磁饱和型 FCL(见图 1-18),在设计上较“日”字形更为经济,其永磁体分成上下两部分与铁心串联,不仅减小了漏磁,还使结构设计更加简洁。

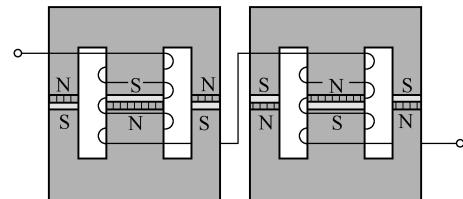


图 1-16 永磁饱和型 FCL 的结构

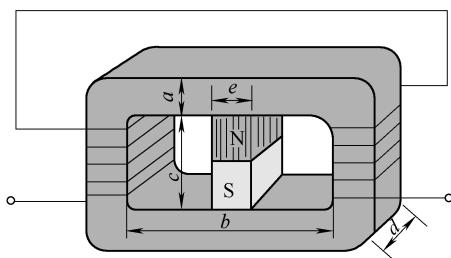


图 1-17 日字形 PMFCL

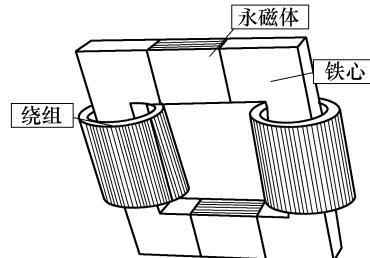


图 1-18 口字形 PMFCL

由以上分析可知,在保证永磁饱和型 FCL 限流特性的前提下,通过优化磁路结构可大大提高其技术经济性。在此基础上,清华大学研究人员提出了直线型 PMFCL,铁心结构简单,容易加工。如图 1-19 所示,直线型 PMFCL 的工作原理如下:电网正常运行时,每相两侧的软磁铁心都处于深度饱和状态(饱和方向相反),对电网影响(电压降落与无功功率损耗)很小;当出现短路电流时,因每相两侧的

铁磁材料饱和方向相反,其工作点会交替脱离饱和,磁导率大幅度增加,电感值剧增,从而实现限流。因每相绕组都是同时套在两侧的铁磁体上,一个绕组会等效于两个绕组,在正、负半波均起作用。此设计方案即可有效避免永磁体的去磁问题,同时可大大节约铁磁材料。

但是采用这种结构,限流器的性能受到空气隙的影响很大。正常情况下,由于空气隙的存在可以容易地达到较小的电感值,发生故障后要求电感值增大到正常电感的一定倍数,因此空气隙的磁阻必须远小于铁心的饱和磁阻,这对铁心的结构尺寸提出了较高要求。

迄今为止,国内外关于永磁饱和型 FCL 的研究还多停留在低压等级,缺乏高压大容量等级的基础性研究,而这恰恰是实现该故障限流技术在高压电网获得应用的关键所在。

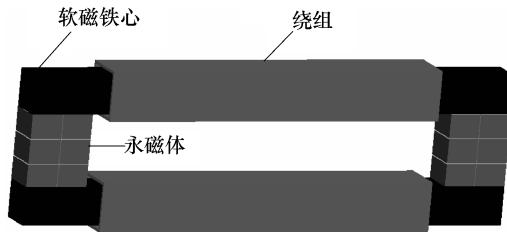


图 1-19 直线型永磁饱和型故障限流器

## 第2章 经济型故障限流器的主要拓扑与工作原理

由于基于饱和电抗器和预击穿式串联谐振型故障限流器已有较多研究，且存在诸多缺点，故下面主要就三种新型限流器进行详细研究。

### 2.1 基于ZnO避雷器的故障限流器

在基于避雷器的串联谐振型FCL设计中，对避雷器的吸能容量要求极高，而且电容器和避雷器也没有后备保护措施，难以保证FCL的运行可靠性。针对这些不足，并受电力系统串联补偿设计方案的启发，提出了一种改进的限流拓扑，如图2-1所示，它由电容器C和串联电抗器L、ZnO避雷器、可控并联间隙G和快速合闸开关K组成。当发生短路故障时，ZnO避雷器快速动作使电容器C短路，打破串联谐振条件，从而将电抗器L串入线路实现故障限流。ZnO避雷器同时作为电容器的过电压保护，并联间隙G和快速合闸开关K则作为避雷器短时热耐受能力的后备保护。开关K可以保护可控并联间隙免于长时间烧损，它只需完成较快速合闸功能（如50~60ms以内），不必具备多大的过电流开断能力，易于制造。

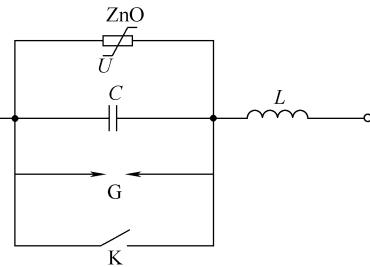


图2-1 ZnO避雷器式FCL拓扑结构

### 2.2 基于快速开关的故障限流器

基于快速开关的串联谐振型故障限流器原理如图2-2所示。正常工作时，电容器C和电抗器 $L_f$ 组成串联谐振电路，不产生无功功率损耗；检测到短路故障时，快速开关即刻合闸将电容器C短路，从而将电抗器 $L_f$ 串入线路而实现限流作用；故障线路的切除由主开关最后完成。

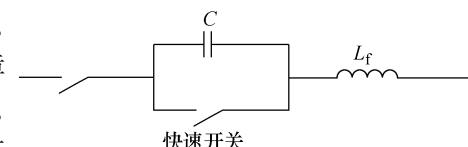


图2-2 快速开关式串联谐振型FCL

该方案中采用快速开关作为电容器的短路元件，动作速度快，且容易满足对通流容量的要求，这一点要优于电力电子式限流器。在限流过程中，由于只

要求快速开关能够快速合闸，其驱动由快速电磁机构完成，且基本不需要其具备开断能力，因此本设计方案的经济特性较好。

## 2.3 基于永磁偏置饱和原理的故障限流器

基于永磁偏置饱和原理的故障限流器（Fault Current Limiter Based on Permanent-Magnet-Biased Saturation），即永磁饱和型限流器（PMFCL），其典型结构拓扑如图 2-3 所示。这种限流器因不需要任何附加的电源装置，在很多国外的文献中也被称为被动型故障限流器（Passive Fault Current Limiter）。它的原理与超导磁饱和型故障限流器基本相似，只是采用永磁体代替了超导直流绕组来产生偏置磁场，使铁心深度饱和。当故障电流通过限流器时，两个铁心在正负半波交替退出饱和，整体呈现高阻抗，可有效限制短路电流。

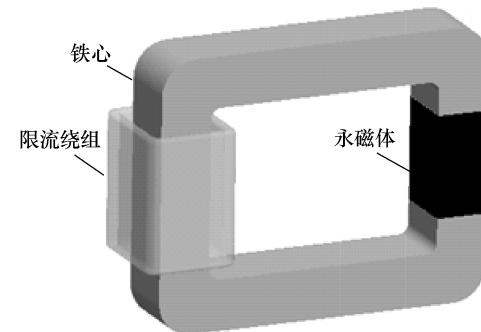


图 2-3 永磁饱和型限流器

相对于超导磁饱和型故障限流器，永磁饱和型限流器不需要额外的直流绕组和电源，提高了运行可靠性。其拓扑结构和制造工艺类似于油浸变压器，可借鉴已较为成熟的设计加工工艺。永磁饱和型限流器具有运行可靠性高、无需外加控制而实现自动投切、易于实现高压大容量化、价格低廉和经济性能好等明显优点，能克服现有限流技术的不足。

永磁饱和型限流器因具有上述优点，成为目前较为经济、实用、可靠的故障限流技术和研究热点之一。基于该种限流技术，近十年来，加拿大 Toronto University、日本 Kanazawa University、英国 AREVA T&D Technology Centre 以及国内清华大学、山东大学等科研机构相继开展了前期仿真与实验研究，还研制了一些不同拓扑结构的低压样机，取得了非常有价值的基础性研究成果。

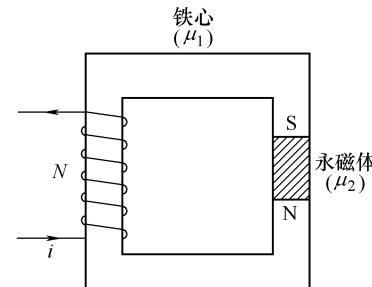


图 2-4 永磁饱和型 FCL 原理拓扑

图 2-4 为单相限制半波的永磁饱和型 FCL 的原理示意图，为方便分析，设铁心与永磁体的截面积均为  $S$ ，且各接合处无气隙。图中，铁心磁导率为  $\mu_1$ ，永磁体回复磁导率为  $\mu_2$ ，穿过铁心和永磁体的磁感应强度与磁通量分别为  $B$  和  $\phi$ ，铁心与永磁体的磁场强度分别为  $H_1$  和  $H_2$ ，限流绕组的匝数为  $N$ ，导线电流为  $i$ ，

铁心和永磁体的平均有效磁路长度分别为 $l_1$ 和 $l_2$ 。为限制全波短路电流，需将两个结构相同的单元反向串联在线路中，使两个铁心在一个周期的正负半波内交替退出饱和。

图2-5为永磁体和软磁铁心工作点的变化配合图。永磁体的实际工作区间在其退磁曲线的回复线cd上，软磁铁心的磁滞效应可近似忽略。系统正常工作时，软磁铁心处于深度饱和状态，其磁场强度为 $H_p$ ；系统短路时，限流绕组将产生与永磁磁场可比的反向磁场，使软磁铁心的工作点自动沿其磁滞回线运动到临界磁场 $H_s$ 以下，铁心退出饱和而呈现较大限流电抗。短路结束后反向磁场消失，软磁铁心重新回到深度饱和状态。

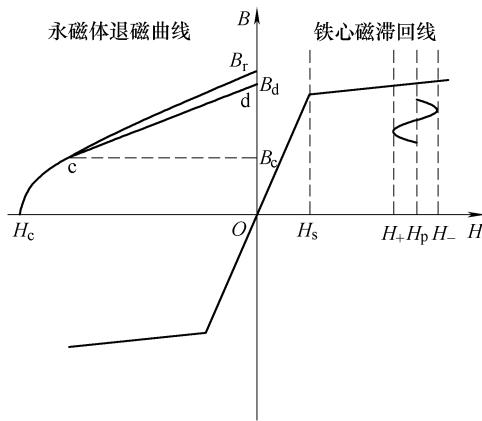


图2-5 永磁体和软磁铁心工作点配合

# 第3章 ZnO避雷器式故障限流器

针对第2章中图2-1提出的限流拓扑，实际设计时避雷器、可控间隙G和旁路开关K的配合非常重要，故应遵循如下原则：①故障发生时，避雷器应首先动作以保护电容器并将电抗器串入线路，这样就能保证故障限流器动作的快速性，可有效抑制短路电流的第一个峰值；②紧接避雷器的动作，控制间隙G可靠动作，从而将短路电流转移到间隙支路；③间隙动作后，闭合开关K（操作时间在60 ms以内），将间隙支路的电流转移到开关支路。

## 3.1 样机研制与实验研究

一种故障限流器，从原理上成熟到最终获得应用，一般都要经过从低压实验到高压样机的研究历程。为验证ZnO避雷器式FCL的动态限流特性，并为研制110kV以上等级FCL样机积累技术经验，首先开展了1kV等级的低压限流物理模拟实验，并在此基础上研制了10kV等级的故障限流器样机，利用大容量变压器和三相电动机开展了模拟运行实验。

### 3.1.1 低压物理模拟实验

低压模拟实验的目的，主要是验证ZnO避雷器式FCL的动态限流特性，为研制更高电压等级的FCL样机奠定技术基础。

低压物理模拟实验的电路如图3-1所示。整个实验电路可分为三个部分，即充电回路、故障限流器和放电回路。线路中电抗器L和电容器C<sub>2</sub>被设计成在工频下处于串联谐振状态。先给电容器C<sub>1</sub>充200V到1000V不等的电压，然后控制它向故障限流器放电，线路中将有较大电流通过，ZnO避雷器(MOA)两端的电压也将升高。当避雷器两端的电压超过其参考电压( $U_{ref} = 600V$ )时，避雷器动作并把C<sub>2</sub>短路，谐振条件被破坏，即把电抗L串入线路中实现限流目的。需要说明的是，由于实验电源为充电电容器，其电容值将影响到振荡频率偏离工频，但这并不影响对限流效果的考核。

充电回路是用220V电源通过调压变压器给电容器C<sub>1</sub>充电，如图3-2所示。由于调压变压器T高压侧的电流最大不能超过100mA，所以回路中串联了一个大小为60kΩ的充电电阻R<sub>1</sub>。

图3-3为故障限流实验的基本拓扑，因电压较低，此处的低压物理模拟实验

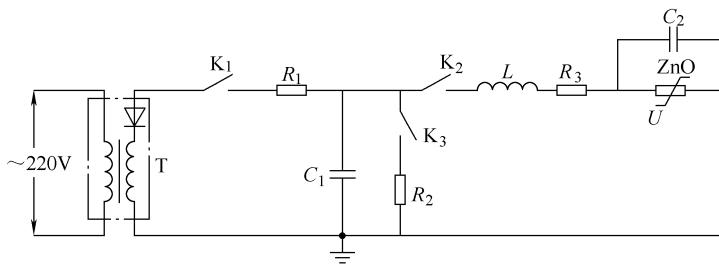


图 3-1 物理模拟实验电路

并没有加入可控的并联放电间隙。限流拓扑是由电容器  $C_2$ 、串联电抗器  $L$  和 MOA 组成。当 MOA 两端的电压达到参考电压时，MOA 将快速动作，其等效电阻在极短的时间内变得很小而将电容器  $C_2$  短路，从而打破串联谐振条件，即相当于把电感  $L$  串入线路实现限流作用。此时，ZnO 避雷器还作为电容器  $C_2$  的过电压保护。

放电回路由真空接触器  $K_3$  和电阻  $R_2$  组成，其作用是在实验结束后，将电容器上残余的电压释放掉。

相关实验设备的具体参数如下：

- 变压器 T

型号：YD-JZ 实验变压器；直流输出电压：70kV；输出电流：100mA；

- 静电电压表 Q

型号：Q3-V；用于测量变压器 T 高压端出口电压；

- 真空接触器

$K_1$  型号：JCZ5-7.2D/400-220VAC， $K_2$  型号：JCZ5-12J/D630-6.3T， $K_3$  型号：JCZ1-7.2/D250-2.5T；

- 电阻： $R_1 = 60\text{k}\Omega$ ； $R_2 = 250\Omega$ ；

- 电抗器  $L$

型号：ZXL-I；电感值：50mH，其中含有电阻约为  $0.3\Omega$ （即  $R_3$ ）；

- 电容器

型号：MWF5-190； $C_1$  电容值： $1900\mu\text{F}$ ； $C_2$  电容值： $190\mu\text{F}$ ；

- ZnO 避雷器（MOA）

参考电压：600V；残压：900V；图 3-4 所示为 MOA 的静态伏安特性。

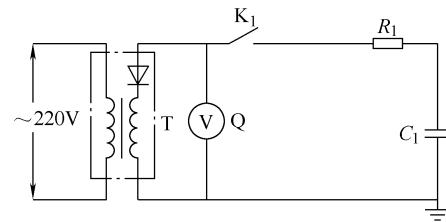
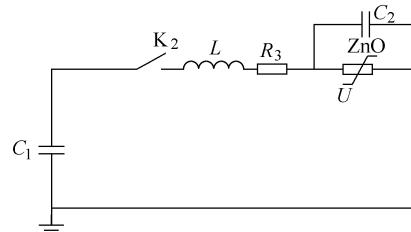
图 3-2 电容器  $C_1$  的充电回路

图 3-3 故障限流器回路电路图

### 1. 实验结果与分析

当电容器  $C_1$  两端充电至 200V、400V、600V、800V 和 1000V 电压时，分别开展了限流模拟实验，同时采用 EMTP（电磁暂态仿真软件）对实验电路进行了仿真，并将实验和仿真结果进行对比。现以充电 400V 和 800V 为例，给出有关波形。

被测试量一共有 4 个，即充电电容器  $C_1$  两端的电压、电容器  $C_2$  两端的电压，以及流过电抗器  $L$  和流过避雷器的电流。

实验中，电容器  $C_1$  和  $C_2$  两端的电压由差分探头 P5200 采集到示波器中，而电抗器  $L$  的电流和流过避雷器的电流则由电流传感器 A621 和 A622 采集到示波器中。所有被记录的波形经 GPIB 卡传输到计算机中，使用 Wavestar 软件保存到硬盘中。

#### (1) $C_1$ 充 400V 电压时的波形

图 3-5 所示为电容器  $C_1$  两端电压的仿真和实测波形图，可以看出，仿真波形与实测波形基本一致。开关  $K_2$  闭合后，由于没有达到避雷器 MOA 的参考电压，MOA 没有动作。经过大约 0.5s，电容器  $C_1$  和  $C_2$  的电压都稳定在 360V 左右。

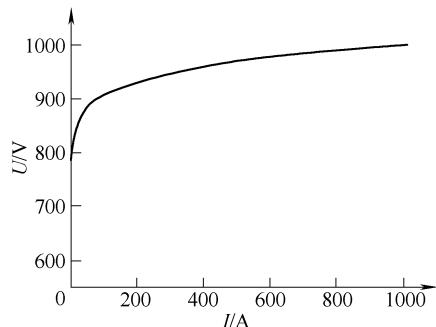
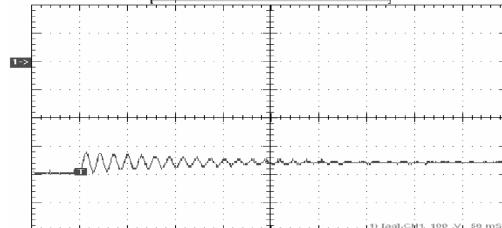
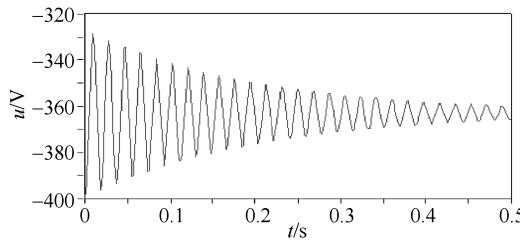


图 3-4 MOA 的静态伏安特性



a) 实测波形



b) 仿真波形

(纵坐标 100V/格；横坐标 50ms/格)

图 3-5 电容器  $C_1$  电压

图 3-6 所示为避雷器 MOA 两端电压的仿真和实测波形。MOA 两端的电压即为

电容器  $C_2$  两端的电压，最后稳定在 360V 左右。另外，由于避雷器并没有动作，所以 MOA 中并没有电流通过。

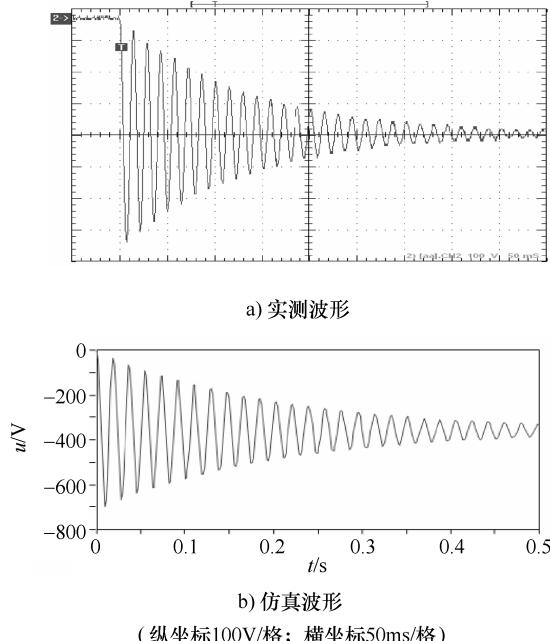


图 3-6 MOA 两端电压

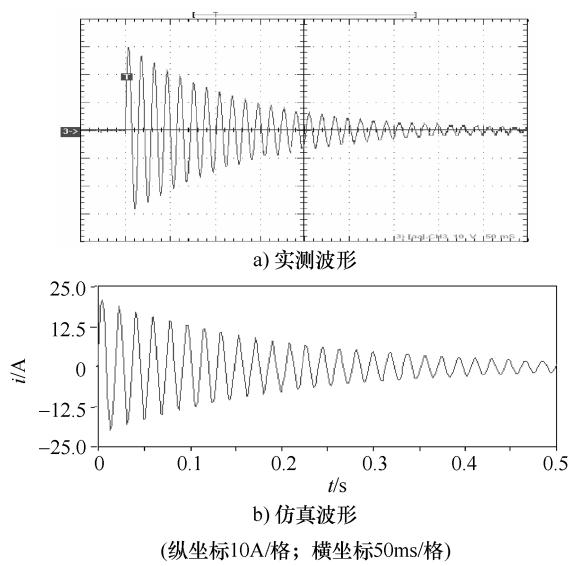


图 3-7 线路总电流

图 3-7 所示为线路总电流的仿真和实测波形。由于 MOA 没有动作，整个线路可看成是一个  $LC$  振荡电路，线路电流为振荡电流。因回路电阻的作用，大约 1s 后回路总电流衰减至零。

### (2) $C_1$ 充 800V 电压时的波形

图 3-8 所示为电容器  $C_1$  两端电压的仿真和实测波形，两者基本一致，大约 0.5s 后都稳定在 600V 左右。此时避雷器两端的电压已经超过了其参考电压 600V，于是避雷器动作。

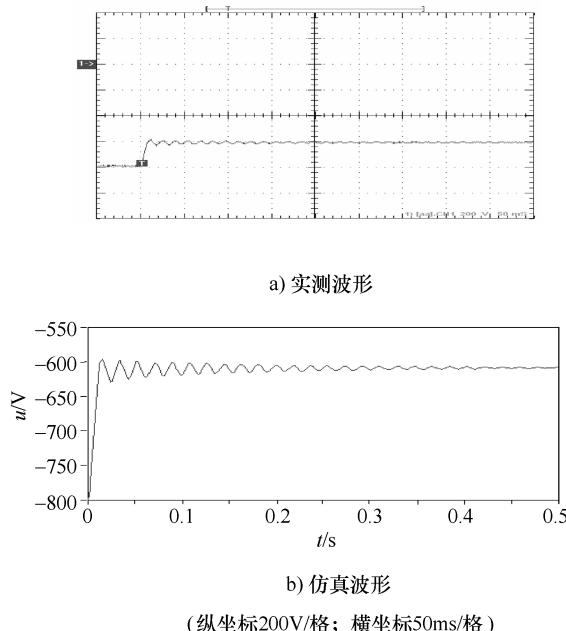


图 3-8 电容器  $C_1$  电压

图 3-9 所示为避雷器 MOA 两端电压的仿真和实测波形。两者第一个半波的波峰被削掉一部分，这是避雷器动作的结果。图 3-10 所示为流过避雷器 MOA 的电流仿真与实测波形。可以看出，在第一个半波时间内，避雷器发生动作，回路中几乎所有的电流都从避雷器流过。第一个半波过后，避雷器两端的电压已低于其参考电压，因而几乎没有电流流过避雷器。

图 3-11 所示为线路总电流的仿真与实测波形。可清楚地看到，由于避雷器的动作使线路电流得到有效的抑制。在第一个半波前，避雷器还没来得及动作，电流峰值可达到 60A；而第一个半波过后，避雷器发生动作使得线路电流迅速下降到约 10A。也就是说，加入这种故障限流器后可有效地限制大电流的出现。

## 2. 实验小结

针对 ZnO 避雷器式故障限流器的低压物理模拟实验和仿真结果表明，只要

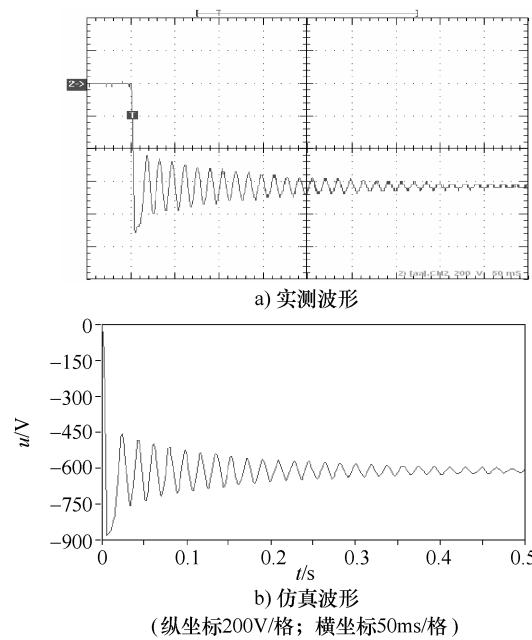


图 3-9 MOA 两端的电压波形

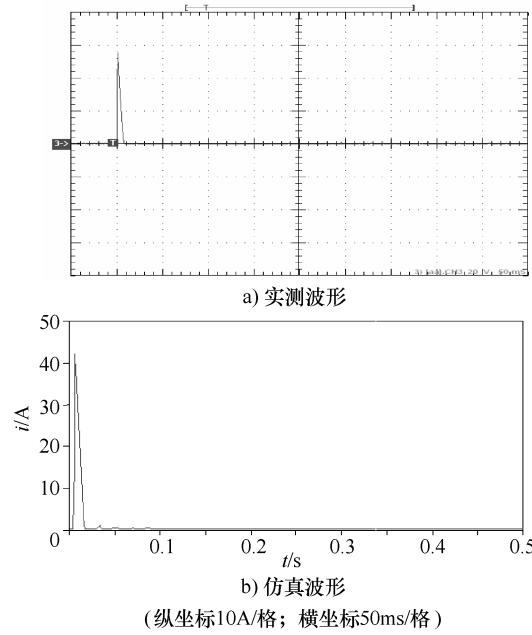


图 3-10 流过避雷器 MOA 的电流

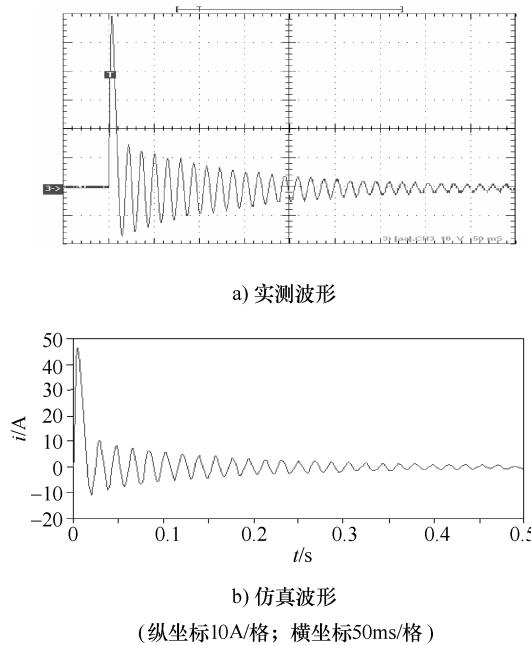


图 3-11 线路总电流

选择参考电压合适的避雷器，就可以根据需要设计出相应的故障限流器拓扑结构参数，使故障电流得到有效抑制。这些实验结果既验证了限流拓扑的有效性，也为研制更高电压等级的实验样机提供了技术依据。

### 3.1.2 10kV 等级样机研制与模拟运行实验

#### 1. 样机研制

根据线路限流要求，首先需确定电抗器的参数，然后根据 FCL 中电抗器与电容器在工频下谐振的原则以确定电容器参数，进而确定避雷器及并联间隙的额定参数。样机研制中采用的电容器型号为 MWF5-190，其额定电容值为  $190\mu\text{F}$ ，额定电压为 5kV，由于单个电容器耐受的最大电压达不到实验要求，因此采用了“四并四串”的技术方案，从而可获得符合要求的耐受电压，其实物如图 3-12a 所示。FCL 中采用的电抗器型号为 CKDG-40/10，额定电感值为 50mH，额定容量为 40kvar，额定电压为 10kV，其实物如图 3-12b 所示。单个避雷器的参考电压为 3kV，残压为 5kV，最大吸能为 5kJ，为提高避雷器的最大吸能，避免实验时避雷器损坏，样机中采用的是 20 个避雷器并联的方式，其实物如图 3-12c 所示。图 3-13 所示为避雷器的静态伏安特性曲线，图 3-14 所示为避雷器工频耐压特性曲线。并联间隙采用了研制的三电极式可控放电间隙，其实物如图 3-12d 所示。

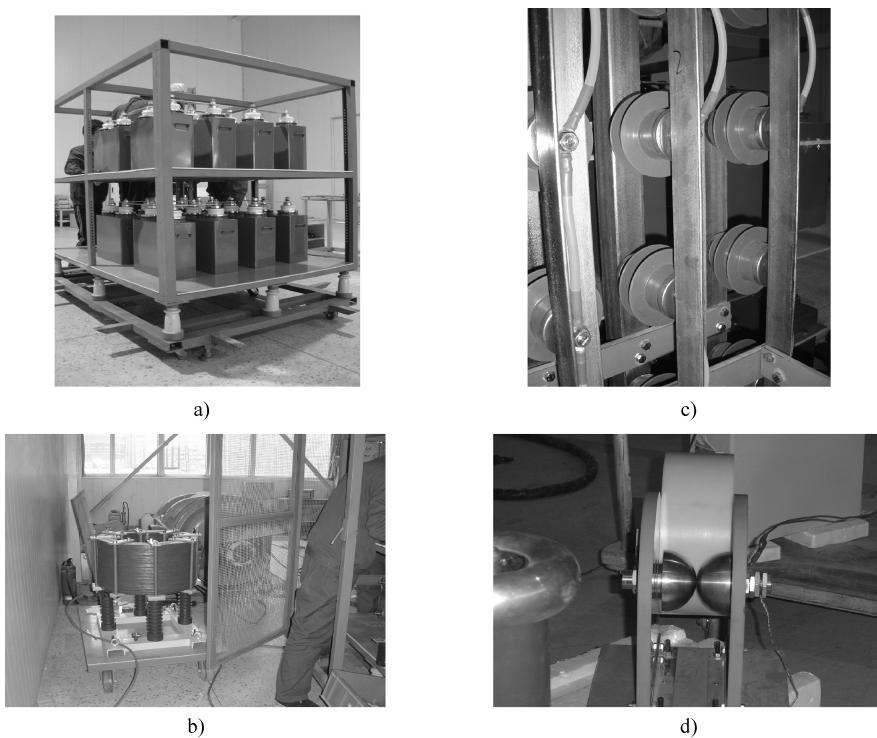


图 3-12 10kV 样机研制实物图

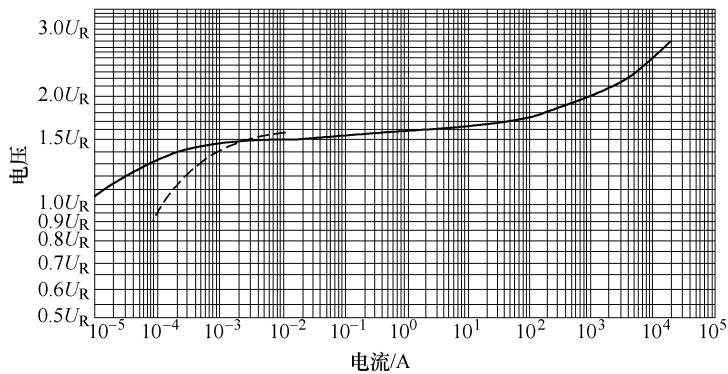


图 3-13 MOA 静态伏安特性曲线

放电间隙的触发控制原理如图 3-15 所示，包括充电和放电过程。充电过程：交流 220V 经过整流桥 BRIDGF 变成直流电压后给电容  $C_5$  充电到 220V。其中  $R_1$  和  $R_3$  为充电电阻，防止充电电流太大。放电过程：充电完毕后，当晶闸管 BT151 收到 5V 的触发信号  $U_J$  后导通，使电容  $C_5$  经放电电阻  $R_3$  放电。其中  $VD_1$ 、 $C_4$  和  $R_5$  组成抗干扰电路。P 为一高压包，即脉冲变压器，它可将  $R_3$  上的电压升压到约 20kV 送到间隙的触发针上。

## 2. 模拟运行实验

模拟运行实验的目的是为了验证安装 FCL 对线路正常起动与运行是否有不利影响，为研制更高电压等级的样机奠定基础依据。

图 3-16 所示为 10kV 故障限流器模拟运行实验电路。如图所示， $L$  和  $C$  在工频下串联谐振，正常运行时对线路没有影响；线

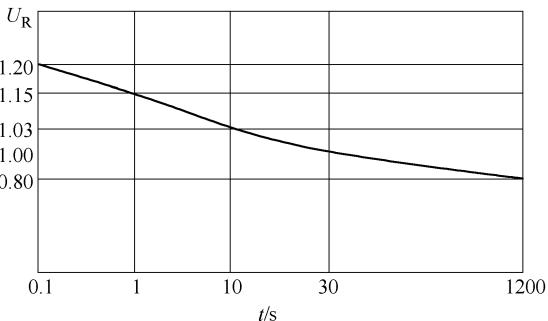


图 3-14 MOA 工频耐压特性曲线

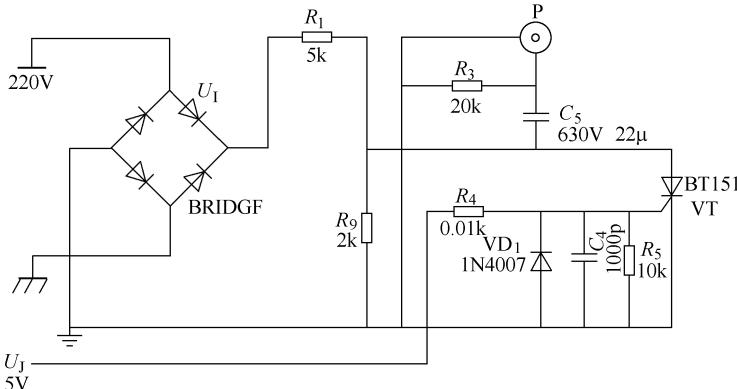


图 3-15 可控间隙原理图

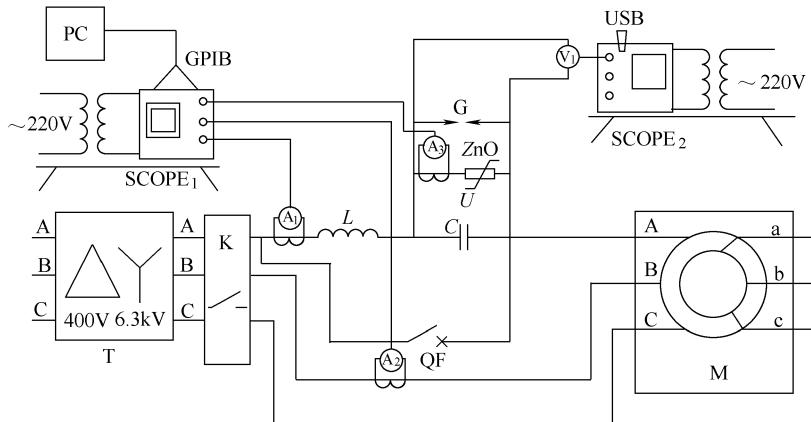


图 3-16 10kV 故障限流器模拟运行实验电路

路发生短路故障时，电流迅速增大，MOA 两端的电压也随之升高，当 MOA 两端电压超过参考电压时，避雷器动作，将  $C$  短路，从而利用  $L$  对线路进行限流；

当 MOA 两端电压达到触发间隙的动作电压时，触发间隙将动作而短路 MOA，从而避免 MOA 因吸能过多而损坏。

图 3-17 和图 3-18 分别为实验设备实物和实验现场图片。

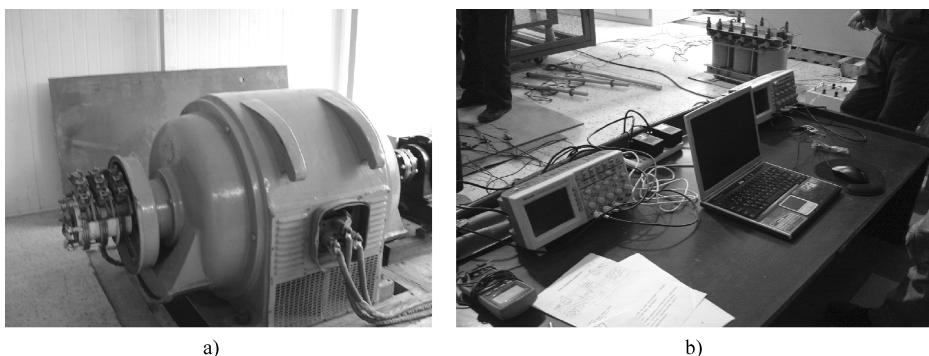


图 3-17 设备实物图

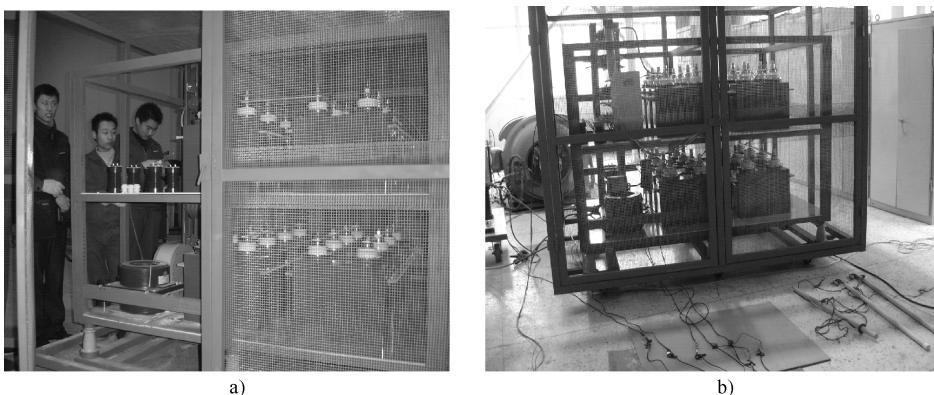


图 3-18 实验现场

### 3. 实验结果与分析

通过异步电动机起动和异步电动机稳态运行实验，来验证 ZnO 避雷器式 FCL 可以达到避开电动机较大起动电流的目的，并同仿真结果相比较。

#### (1) 异步电动机起动

图 3-19 和图 3-20 所示为异步电动机起动时 A 相电流实测和仿真波形图，实测波形和仿真波形基本一致，系统安装故障限流器后成功地躲开了异步电动机的起动电流。图 3-19b 和图 3-20b 所示为异步电动机起动初始瞬间的起动电流变化情况，起动电流很快达到 100A 以下，故障限流器对于异步电动机的正常起动电流没有影响。

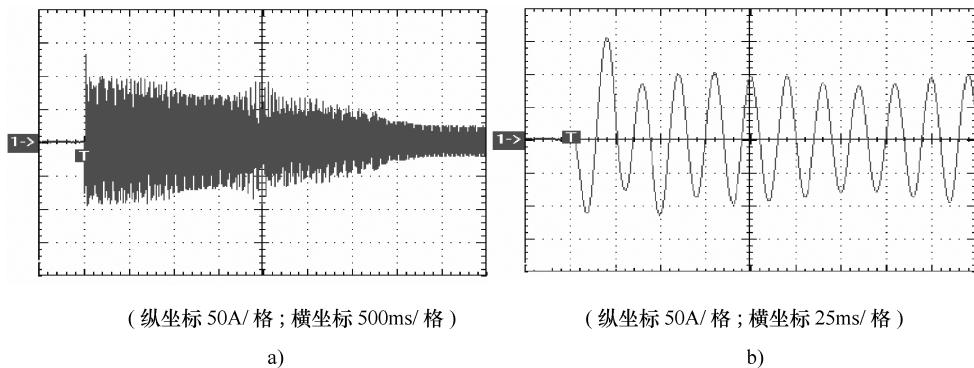


图 3-19 A 相启动电流实测波形

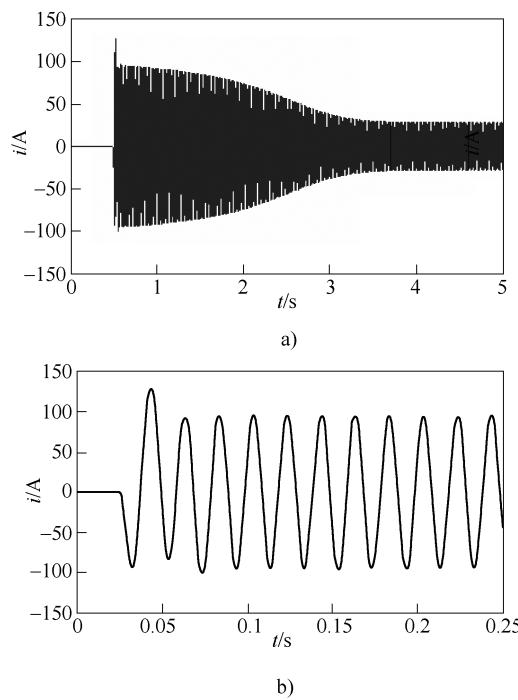


图 3-20 A 相起动电流仿真波形

线路 B 相没有安装故障限流器，其起动电流不受故障限流器的影响，实验过程中 B 相起动电流的变化规律如图 3-21 所示。可以看出，实验与仿真结果基本一致。比较图 3-20 和图 3-21 所示的 A 相与 B 相实测电流波形可以看出，线路安装该故障限流器对于起动电流的变化没有影响。

图 3-22a 所示为异步电动机起动时电容器两端电压的实测波形，图 3-22b 为

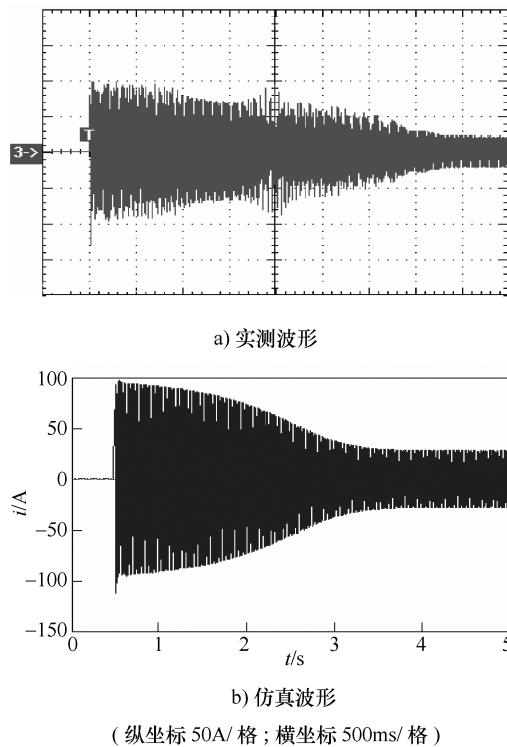


图 3-21 B 相起动电流

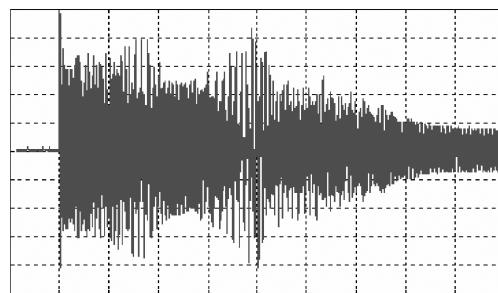
初始瞬间电容器两端电压的波形。由图可知，电容器两端的电压除开始瞬间因线路负荷的非线性变化导致的谐振畸变外，变化基本正常。

## (2) 异步电动机稳态运行

图 3-23 所示为异步电动机稳态运行时 A 相和 B 相电流的实测波形，可以看出，在异步电动机稳态运行的时候，电流以 50Hz 周期性变化，加与不加 FCL 的相电流波形基本一致。因此，故障限流器对于异步电动机的稳态运行不产生负面影响。

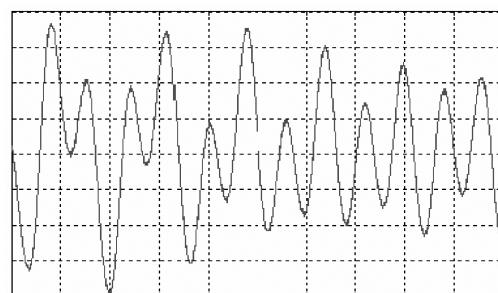
图 3-24 所示为异步电动机稳态运行时电容器两端电压实测波形。稳态运行时，故障限流器中电容两端电压以 50Hz 周期性变化，波形变化正常，电压峰值约为 440V，系统正常运行。

由上面的分析可知，在异步电动机起动过程中，起动电流虽然略有畸变，但其变化基本符合要求，能够正常起动。在异步电动机稳态运行过程中，各相电流基本没有畸变，电动机正常运行。实验结果表明，该种故障限流器的安装不会影响系统的正常运行，同时为研制更高等级的实验样机提供了可行性依据。



(纵坐标 500V/格；横坐标 500ms/格)

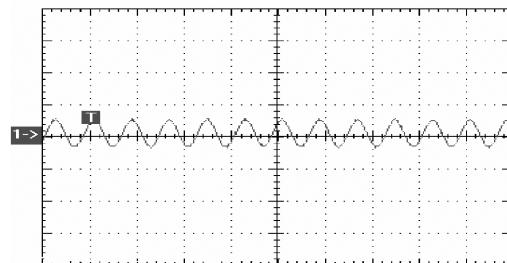
a)



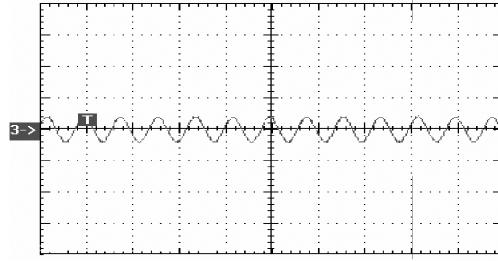
(纵坐标 500V/格；横坐标 25ms/格)

b)

图 3-22 异步电动机起动电容器两端电压实测波形



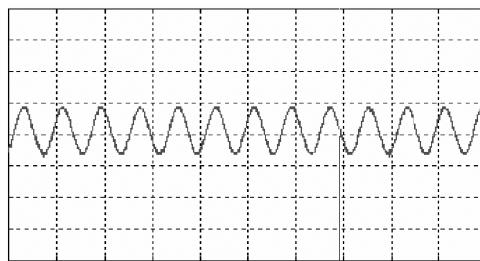
a) A 相电流



b) B 相电流

(纵坐标 50A/格；横坐标 25ms/格)

图 3-23 异步电动机稳态运行电流实测波形



(纵坐标 500V/格; 横坐标 25ms/格)

图 3-24 异步电动机稳态运行电容器两端电压实测波形

### 3.2 110kV 样机总体设计方案

为适应该种 FCL 在高压及超高压电网内的具体应用，建立了 110kV 等级限流拓扑的总体设计技术方案。具体实现时，将串联电抗器  $L$  设计成两个电抗器  $L_1$  和  $L_2$ ，满足  $L = L_1 + L_2$ 。当可控并联间隙 G 和快速合闸开关 K 短路电容器时，电抗器  $L_1$  起到抑制较大振荡电流的作用，如图 3-25 所示。QF 为限流器总旁路开关（用于检修）， $QS_1$  和  $QS_2$  为隔离开关， $MOA_1$  和  $MOA_2$  为输电线路侧的基本雷击防护。

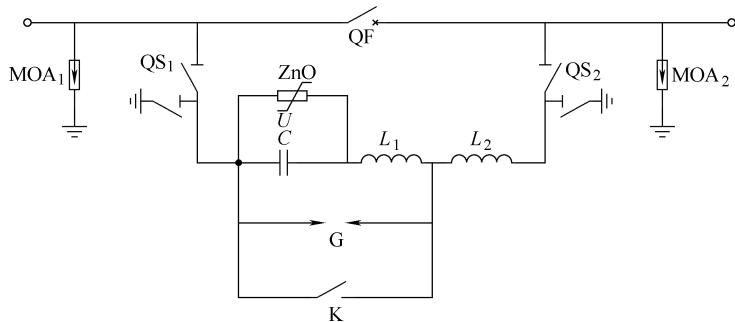


图 3-25 故障限流器实际拓扑

此处给出的设计方案针对 110kV 等级 FCL，线路的最大持续运行电压为 123kV，最大负荷电流为 1kA，预期最大短路电流（热稳定电流，有效值）为 30kA（变压器出口发生短路故障），限流器可将故障电流限制在 10kA 以下。根据 FCL 中电抗器与电容器串联谐振的原则，通过仿真建模对 110kV 等级的 FCL 进行了参数优化设计，获得了如下的 110kV 等级 FCL 组成元件的基本技术参数。

### 3.2.1 串联电容器设计方案

基本参数：根据上述限流指标，经过数字仿真，需要的单相限流阻抗约为 $4.4\Omega$ ，则相应的电容值为 $724.5\mu\text{F}$ ，额定电压为 $4.4\text{kV}$ ，额定电流为 $1\text{kA}$ ，单相额定无功容量为 $4.4\text{Mvar}$ 。电容器组采用双套管结构，其过电压保护水平为 $2.5\text{pu}$ ，基本冲击电压水平（BIL）值为 $50\text{kV}$ 。

设计要求：电容器元件介质材料采用聚丙烯薄膜，介质无毒性，并满足环境保护的要求，采用全密封的不锈钢外壳，无任何渗漏。 $20^\circ\text{C}$ 时，电容器的介质损耗不应超过 $0.2\text{W}/\text{kvar}$ 。每台电容器采用内部放电电阻器，且 $10\text{min}$ 内的残压不大于 $75\text{V}$ 。串联电容器组由电容器单元组成，电容器单元由多台电容器串、并联而成，如图3-26所示。为方便

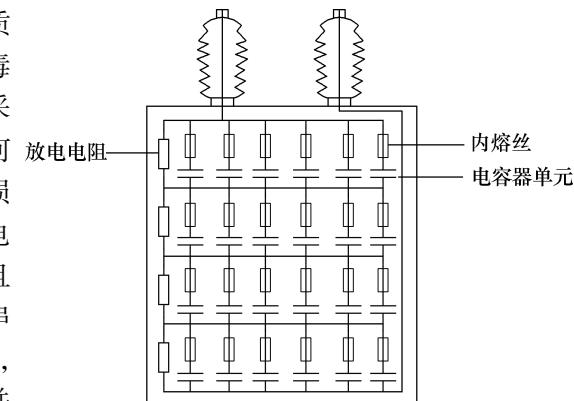


图 3-26 单元电容器组内部结构图  
运行维护，电容器单元的重量不宜超过 $100\text{kg}$ 。串联电容器每相的阻抗偏差不大于 $\pm 1.5\%$ ，两相间不大于 $\pm 1\%$ ，每个电容器单元的阻抗偏差不大于 $\pm 2.5\%$ 。

### 3.2.2 串联电抗器设计方案

基本参数：需要的单相限流阻抗约为 $4.4\Omega$ ，则相应的总电感值 $L$ 约为 $14\text{mH}$ ，额定电压为 $4.4\text{kV}$ ，额定电流为 $1\text{kA}$ ，额定短时电流为 $15\text{kA}$ ，单相额定无功容量为 $4.4\text{Mvar}$ 。电抗器品质因数选为 $80$ 。BIL值为 $100\text{kV}$ 。两个电抗器的技术指标需要另外专门设计。电抗器 $L_1$ 的设置，应保证电容器的最大峰值放电电流小于电容器额定电流的 $100$ 倍。

设计要求：串联电抗器采用空心干式或油浸式，主绝缘需采用全绝缘，纵绝缘的设计和变压器类似。为防止雷电波侵害，需加强电抗器两端的匝间绝缘，并在电抗器两端配备避雷器加以保护。

### 3.2.3 避雷器设计方案

基本参数：保护水平为 $2.4\text{pu}$ ，每相吸能不超过 $11\text{MJ}$ 。每相由若干避雷器单元组成，每个单元的重量不超过 $100\text{kg}$ 。

设计要求：ZnO避雷器用于限制流过电容器的故障电流，其最高电压与系统运行工况相配合。其通流容量满足在短路时快速释放热能，并能承受一定时

间的外部和内部故障。避雷器采用压力释放装置，以释放由内部电流所产生的压力，释放能量应保证整套装置的可靠运行。避雷器的最大允许能耗应超过故障时其可能吸收的最大能耗，并增加10%的冗余。通常配置避雷器的吸能容量，以最大故障电流时避雷器需独自吸收的能量为准，此时放电间隙和快速合闸开关不动作。

按照限流器用避雷器吸收能量的要求，避雷器采用多柱并联。控制每柱电流分布是避雷器结构设计的关键问题。通过改进电阻片制造工艺，并对每批电

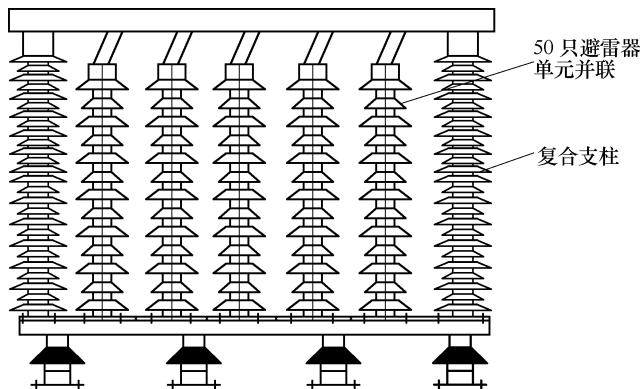


图 3-27 避雷器组外形图

阻片进行严格测试和筛选，提高电阻片的通流容量，使每台避雷器并联元件的伏安特性尽量接近一致，以确保电流沿避雷器各柱之间均匀分配，提高避雷器的整体性能。根据110kV限流器的安装结构特点，避雷器采用目前较为成熟的复合硅橡胶外套避雷器的制造工艺制成。复合外套避雷器已大量应用到交直流输电、串联补偿电容器和静止补偿装置的保护中。复合外套避雷器的外套材料选用的主料是甲基乙烯基硅橡胶，主链为含硅氧键(Si—O)，侧链含少量的不饱和乙烯基。图3-27为避雷器组的设计外形图，图3-28为串并联后的避雷器组。



图 3-28 串并联后的避雷器组

### 3.2.4 并联可控放电间隙 G 设计方案

基本参数：预放电电压设计在10~15kV之间。保护间隙的冲击电流小于100kA。

设计要求：故障时放电间隙将避雷器短路，以降低避雷器吸收能量的要求，

作为避雷器的主保护和电容器组的后备保护，以避免避雷器限热容量时而被破坏，动作时间在 0.5ms 左右。需在线监测避雷器中流过的电流，当电流超过设定值时，向触发电极发出一个高压触发脉冲，将间隙击穿，及时短路避雷器以实现限流。为满足不同的保护情况，间隙的距离应可调。在避雷器的保护水平为 2.4pu 的情况下，间隙的最小击穿电压应选择为 1.8~2.3pu 为宜。选择击穿电压为 2.1pu（电压值为 13.25kV）。

### 3.2.5 旁路快速合闸开关 K 设计方案

基本参数：额定电压为 123kV，额定电流为 2kA，合闸时间为 50~80ms，分闸时间小于 40ms，热稳定电流为 30kA，动稳定电流为 75kA。

设计要求：故障时快速合闸开关 K 将电容器、避雷器和并联间隙短路，以降低避雷器吸收能量的要求，作为避雷器的后备保护和间隙的主保护，避免间隙长时间的燃弧烧损。旁路合闸开关应设计失灵保护，通过控制总旁路开关 QF 完成。总旁路开关 QF 则选用一般的 110kV 线路用断路器即可。

### 3.2.6 隔离开关设计方案

基本参数：110kV 变电站用隔离开关。

设计要求：用于旁路和隔离限流器及其组件，便于维护，并不影响线路的正常运行。采用电动机操动机构。

## 3.3 数字化在线监测与综合保护策略研究

对 FCL 组成元件的在线监测和保护，分为系统正常运行状态和故障状态两种，前者用于发现预伏性故障，后者用于 FCL 动作时的触发控制和保护，并涉及与线路自动重合闸的配合策略等。主要的监测量包括电容器的电压与电流、避雷器的电压与电流、可控并联间隙的放电电流、电抗器的电压和线路总电流等。需要说明的是，本书主要完成了针对 10kV 限流器的基于 DSP 的监测系统设计，但提出的监测与触发控制方案适用于各种电压等级的 ZnO 避雷器式 FCL。下面针对重点监测对象作详细叙述。

### 3.3.1 电容器的监测与保护

#### 1. 电容器的介质损耗角 $\delta$

电容器组长时间工作会发生老化现象，导致电容器热损耗增加且性能下降，情况严重时可能损坏电容器，甚至发生爆炸。通过在线监测介质损耗角  $\delta$  的变化可以判断电容器的老化程度，为状态维修或元件更换提供依据。

通过图3-29所示的电压和电流传感器测得电容器两端的电压 $U$ 和流过电容器的电流 $I$ , 经电光转换转化为数字光信号, 通过光纤传送到地面调理系统, 信号经过A-D转换, 在基于DSP的控制系统中由CPU进行处理。处理过程中, 采用求取介质损耗的新型数字化算法, 最终得到等效的阻性电流 $I_R$ 和容性电流 $I_C$ , 代入下式, 即

$$\tan\delta = \frac{I_R}{I_C} \quad (3-1)$$

根据式(3-1)可得出介质损耗角 $\delta$ 的正切值, 当 $\tan\delta$ 小于阈值时, 不发出任何指令; 当 $\tan\delta$ 大于阈值时, 则由CPU发出旁路指令来闭合总旁路开关, 将电容器从线路中切除, 以便于电容器及时更换, 起到保护电容器的作用。同时, 这些处理数据还可通过互联网实现远程监测。

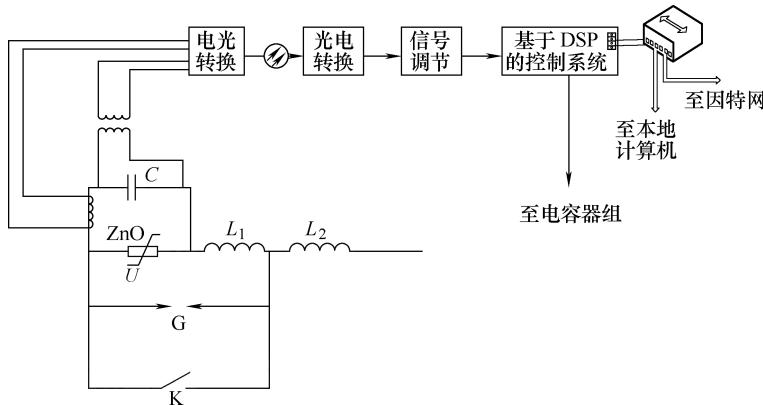


图3-29 电容器介质损耗角的在线监测

## 2. 电容器组不平衡电流的在线监测

电容器组由多个电容器单元串、并联而成, 一个电容器单元又由多个标准电容器并联而成; 当其中一个电容器发生故障时, 整个电容器组都会受到影响。电容器组的工作应不受单个电容器故障的影响, 可采用内部熔断器进行保护。当某电容器单元的内部电容器元件因过电压而击穿或熔丝熔断时, 该电容器元件即退出运行, 从而使该电容器单元的等效电容减小, 造成各个电容器单元的电流分配不均匀。因此, 需要对电容器组各单元间的不平衡电流进行在线监测, 以保证电容器组的安全与可靠运行。

为此, 必须设置相应的在线监测和保护措施, 避免这种现象的发生。常用的保护方法是电容器不平衡保护, 它是通过电流互感器来测量电容器组桥臂中点连接支路的电流(不平衡电流)的大小, 经电光转换转化为数字光信号, 通过光纤传送到地面调理系统, 信号经过A-D转换, 在基于DSP的控制系统中由

CPU 进行处理。一般地，若电容器单元内部单个电容器故障，可通过不平衡电流监测，当电流大于  $0.75\text{A}$  时报警，当电流大于  $1\text{A}$  时保护动作，内部熔断器熔断。

### 3. 电容器电压的在线监测

系统发生短路故障时，电容器两端的电压急剧升高，导致避雷器快速动作，将电容器两端的电压限制在避雷器的保护水平以下。但是，倘若避雷器出现故障不能动作或者动作过慢，则会危及电容器组的安全。因此，通过在线监测电容器组两端的电压可适时触发并联间隙并闭合快速合闸开关，作为电容器的后备保护。

如图 3-30 所示，电容器电压信号经电—光转换转化为光信号，通过光纤传送到本地中央监控系统。当电网发生短路故障时，电容器两端电压开始升高；如果避雷器没有在给定时间内动作，当电容器电压超过阈值时，由 CPU 发出指令来触发并联间隙，并在给定时间内闭合快速合闸开关，起到保护电容器组的作用。然后，由 CPU 发出指令，在给定时间内闭合总旁路开关。

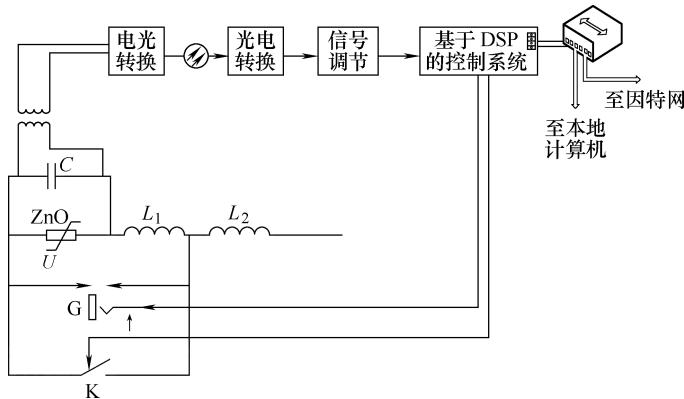


图 3-30 电容器两端电压的在线监测

### 3.3.2 避雷器的监测与保护

#### 1. 避雷器的阻性泄漏电流

ZnO 避雷器的长期运行性能，可通过在线监测其阻性电流来判断，以确定避雷器因泄漏电流热效应而导致的老化程度，便于实施状态维修策略。再者，避雷器组也由多个避雷器单元组成，通过监测各单元间的不平衡泄漏电流，可以间接反映各单元伏安特性的不一致性，避免系统发生短路故障时某些避雷器的首先击穿现象。在线监测原理如图 3-31 所示，来自电压互感器和微电流传感器的信号，经电光转换转化为光信号，通过光纤传送到中央监控系统进行处理。处理过程中采用实时数字化算法，计算得出阻性电流的大小，以判断是否超标。

当阻性电流大于阈值时，则由CPU发出指令控制总旁路开关闭合，起到保护限流器的作用。

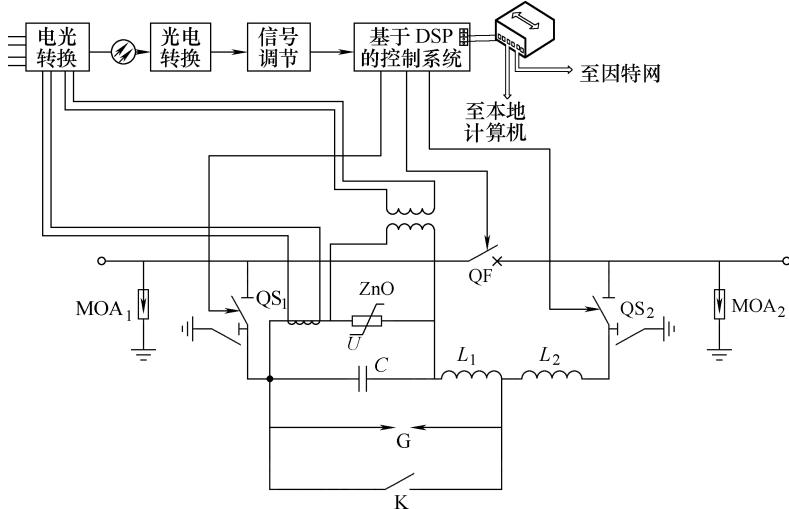


图 3-31 避雷器长期阻性电流的监测

## 2. 避雷器的过电流监测与保护

FCL 因 ZnO 避雷器的快速动作而起到限流作用，但避雷器并不能长时间承受过高的短路电流，除了可控间隙可靠动作外，还要加设过电流保护。当监测到通过避雷器的电流超过阈值一定时间后，就要启用避雷器的过电流保护，向总旁路开关发出旁路命令，避免避雷器损坏或发生爆炸。ZnO 避雷器过电流的在线监测设计类似于图 3-31，但不同于避雷器阻性泄漏电流的监测，此时要监测的电流值较大，需要专门装设一个电流传感器。

## 3. 避雷器的吸能保护设计

避雷器吸收的能量和自身温度必须在允许值以下，才能保证其正常的工作特性。避雷器的长时吸能能力和短时吸能能力都有一定限制，否则，吸能过多造成温度骤升，可能导致避雷器的爆炸。通过监测 ZnO 避雷器的电流和电压，可即时计算出 ZnO 避雷器的吸能曲线，及时触发可控并联间隙并闭合快速合闸开关，实现避雷器的能量保护。避雷器长期运行时，还可通过监测吸能曲线及其频谱的突变来实现避雷器的能量与温度保护。

### 3.3.3 可控并联间隙的监测与保护

当系统发生短路故障后，及时触发可控并联间隙可起到保护避雷器的作用，降低避雷器吸收的能量。但是，流过并联间隙的短路电流持续时间过长，会导致并联间隙的灼烧损坏。因此，当监测到流过并联间隙的电流超过阈值一定时

间后，就要发出旁路指令，闭合快速合闸开关，保护并联间隙免受长时间烧损。监测原理如图 3-32 所示。

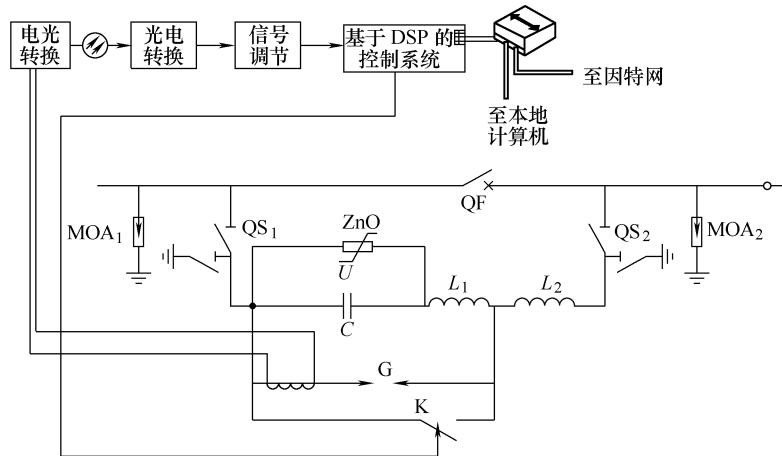


图 3-32 并联间隙的在线监测

### 3.4 总结

在综合分析各种串联谐振型故障限流器优缺点的基础上，提出基于 ZnO 避雷器和并联放电间隙的串联谐振型故障限流新拓扑。通过低压物理模拟实验研究，验证了该限流拓扑的有效性。通过研制 10kV 等级的实验样机和模拟运行实验表明，在输电线路安装该型故障限流器不会影响系统的正常运行，能够躲过系统的正常起动或操作电流而不发生误动。并给出 110kV 等级样机的总体设计方案，为该型故障限流器向高压大容量化发展奠定了技术基础。

# 第4章 快速开关式故障限流器及其关键技术

虽然快速开关式故障限流器具有拓扑结构简单的优点，但其关键问题在于限流效果对开关的动作要求以及开关的动作性能。

## 4.1 快速开关式故障限流器原理及仿真

### 4.1.1 工作原理

考虑到线路杂散参数的影响，将基于快速开关的串联谐振型故障限流器拓扑图 2-2 重画，如图 4-1 所示。其中， $L_c$ 、 $R_c$  分别为电容 C 支路的杂散电感、电阻； $L_k$ 、 $R_k$  分别为快速开关 K 支路的杂散电感、电阻。正常工作时，电容器 C 和电抗器  $L_f$  组成串联谐振电路，不产生无功损耗；检测到短路故障时，快速开关即刻合闸将电容器 C 短路，从而将电抗器  $L_f$  串入线路而实现限流作用；故障线路的切除由主开关最后完成。

由于实际电路中杂散参数的存在，当快速开关闭合后，该型限流器中电容 C 上储存的能量通过快速开关形成振荡放

电，引起过电流和过电压，因此，需要在电容支路或快速开关支路安装电抗器加以限制，但增加的电抗放在何处，限流效果并不相同，需要进一步的仿真分析。为使结果更加清晰，首先假定快速开关的合闸时间为 1ms。

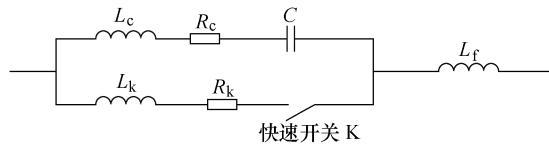


图 4-1 快速开关式串联谐振型 FCL

### 4.1.2 仿真分析

仿真分析以 220kV 单相线路为例，具体参数设置如下： $U_s = 127\text{kV}$ ， $U_m = 180\text{kV}$ ， $u_s = U_m \cos(\omega t + \varphi)$ ， $L_s = 10\text{mH}$ ， $R_s = 0.2\Omega$ ， $C = 1013\mu\text{F}$ ， $L_f = 10\text{mH}$ ， $R_f = 0.2\Omega$ 。其中， $U_s$ 、 $U_m$ 、 $\omega$ 、 $\varphi$  分别为电源相电压有效值、峰值、工频角频率和电源初相位， $u_s$  为电源电压瞬时值， $L_s$  为电源内部等效电感， $R_s$  为电源内部等效电阻， $L_f$  为故障限流器中所用电抗器， $R_f$  为电抗器内阻。短路电流的衰减时间常数  $T = 50\text{ms}$ 。设线路最大正常工作电流  $I_n = 945\text{A}$ ，则可计算出电容器正常工作电压为 3kV。线路的预期短路电流为 40.4kA，相应峰值为 57.2kA。

图 4-2 为考虑电容器支路和快速开关支路杂散参数的仿真电路，由 EMTP 产生，其中支路杂散参数分别取为： $R_e = 0.1\text{m}\Omega$ ， $L_e = 1\mu\text{H}$ ； $R_k = 0.1\text{m}\Omega$ ， $L_k = 1\mu\text{H}$ 。设快速开关的合闸时间为 1ms，仿真得到通过电容器的高频电流波形如图 4-3 所示，其振荡频率  $f$  和幅值  $I_{Cm}$  分别为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_k + L_e)C}} \quad (4-1)$$

$$I_{Cm} \approx \frac{U_{C0}}{\sqrt{(L_k + L_e)/C}} \quad (4-2)$$

根据式 (4-2)，在电流转移回路（电容或开关支路）中增加电抗，可以有效地抑制高频振荡电流的幅值，为此采取两种方案：①在快速开关支路串入限流电抗器  $L_x$ ，如图 4-4 所示；②在电容支路串入限流电抗器  $L_x$ ，如图 4-5 所示。仿真时取短路相位为  $0^\circ$ 。

### 1. 在快速开关支路中串入电抗器

针对  $L_x$  的不同取值，计算得到的电容电流、电容电压及短路电流的峰值见表 4-1。其中， $L_x$ 、 $U_{Cm}$ 、 $I_{Cm}$ 、 $I_m$  分别为串入的限流电抗器电感、电容电压峰值、电容电流峰值以及主回路短路电流峰值。

表 4-1  $L_x$  串入快速开关支路时的限流效果

$L_x/\text{mH}$	$U_{Cm}/\text{kV}$	$I_{Cm}/\text{kA}$	$I_m/\text{kA}$
2	39	21	28
4	85	39	26
6	144	56	23
8	225	82	24
12	478	160	44
14	700	231	78

计算结果表明，随着  $L_x$  的增加，并不按式 (4-2) 所示的规律以有效抑制电容电流的幅值，而是电容电流与电压峰值都有变大的趋势。事实上，短路过程

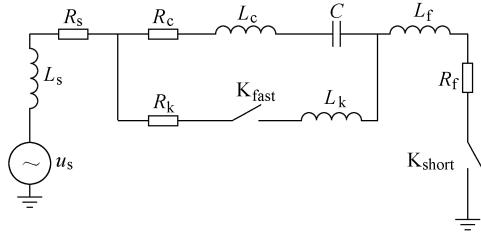


图 4-2 考虑杂散参数时的仿真电路

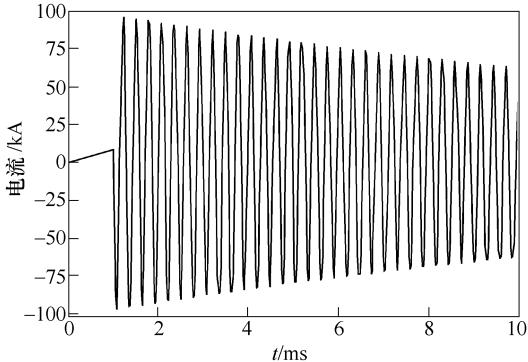


图 4-3 通过电容器的高频振荡电流

中电源电压与短路电流都是暂态变化的，当在开关支路中串入电感  $L_x$  时，则电容电压也随着增加，并最终导致电容电流也趋于增大。式(4-2)只在快速开关合闸后短时内近似成立。当  $L_x$  增大到一定程度时，短路电流从电容支路向快速开关支路的转移过程变慢，以致根本不能抑制短路电流的暂态峰值，限流效果变差。因此，在快速开关支路中串入电抗，实际上并不能有效抑制转移回路的高频振荡电流，反而有害。

## 2. 在电容支路中串入电抗器

因在电容支路中串入电抗器  $L_x$ ，则要求

$(L_x + L_f)$  与  $C$  满足工频串联谐振条件。 $L_x$  取不同值时，计算得到的电容电流、电容电压以及短路电流的峰值见表 4-2。

表 4-2  $L_x$  串入电容支路时的限流效果

$L_x/\text{mH}$	$C/\mu\text{F}$	$U_{\text{cm}}/\text{kV}$	$I_{\text{cm}}/\text{kA}$	$I_m/\text{kA}$
2	844	13	8.5	31
4	724	18	7.5	31
6	633	21	7.0	31
8	563	24	6.4	31
12	461	41	8.0	34
14	422	42	7.3	34

仿真结果表明，在电容支路中串入电感  $L_x$  可以有效抑制通过电容的高频振荡电流，且随着电感量的增大，电容电流峰值逐渐减小，但电容电压峰值却逐渐增大，总的短路电流基本不变。一般地，电容器的价格与电容电压的二次方成正比，因此在设计限流器时，应按照经济最优化目标，综合考虑电抗器  $L_x$  的造价、限制电容电流和限制电容电压之间的配合问题。在此处的算例中，宜选取  $L_x = 2\text{mH}$ ，此时电容电压峰值为  $13\text{kV}$ ，电容电流峰值亦被限制为  $8.5\text{kA}$ ，综合效果较佳。

## 3. 快速开关合闸时间的影响

快速开关的合闸时间对限流效果至为关键，下面作一具体分析。

这里选取两组数据进行仿真：①  $L_x = 2\text{mH}$  串入快速开关支路， $C = 1013\mu\text{F}$ ，

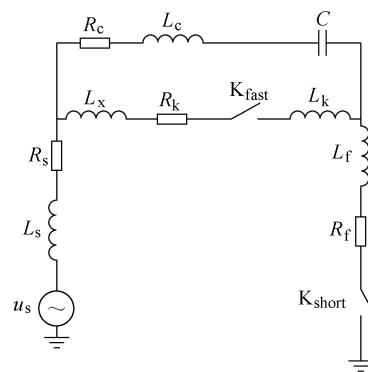


图 4-4 抑制电容支路  
高频过电流方案 1

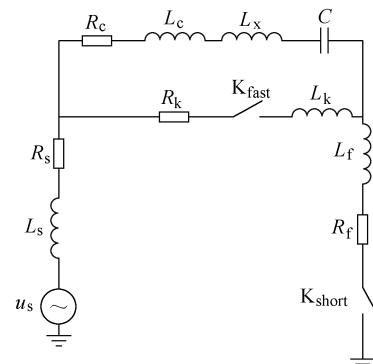


图 4-5 抑制电容支  
路高频过电流方案 2

其他参数不变；② $L_x = 2\text{mH}$  串入电容支路， $C = 844\mu\text{F}$ ，其他参数不变；设短路相位为 $0^\circ$ 。设快速开关在 $0 \sim 20\text{ms}$  内实现合闸，计算得到的电容电压、电容电流以及短路电流的峰值如图 4-6 ~ 4-8 所示。由图可见，尽管方案 2 的限流效果总体上明显优于方案 1，但随着合闸时间的延长，电容电压、电容电流以及短路电流的峰值都将急剧增加。因此，要想有效地实现故障限流，快速开关的合闸时间必须足够短（10ms 以内）。

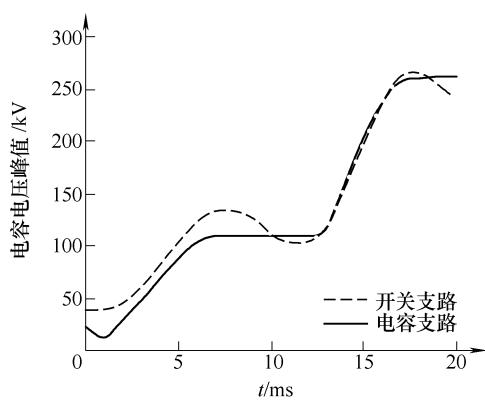


图 4-6 电容电压峰值随合闸时间变化

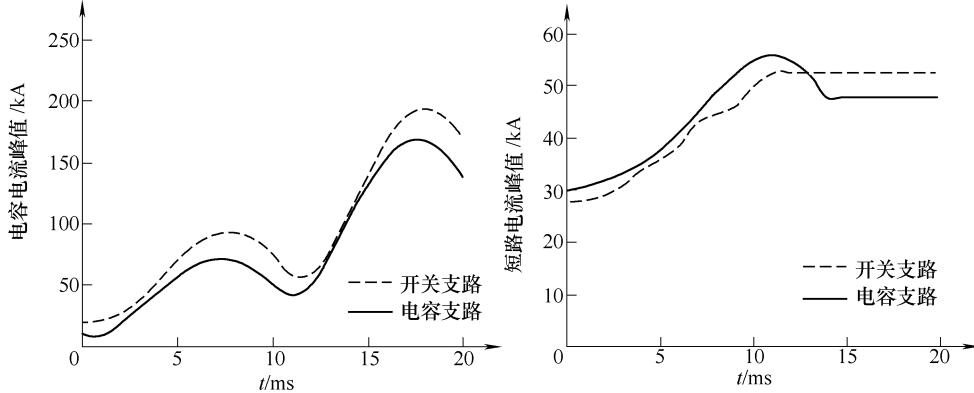


图 4-7 电容电流峰值随合闸时间变化

图 4-8 短路电流峰值随合闸时间变化

## 4.2 电磁式快速开关

### 4.2.1 盘状推斥式快速开关

首先从满足机构的快速性入手，研究适合这一要求的拓扑设计。体积相同的空心线圈要比有铁心线圈的电感小得多，这将大大缩短机构线圈的励磁时间。下面将针对一种盘状推斥型快速电磁机构拓扑，通过合理设计实现两个线圈之间电磁力的最优化。通过建立其动态数学模型，研究其参数变化规律，进行机构参数优化，以使得机构在提高运动速度方面达到较佳效果。

#### 4.2.1.1 拓扑结构及原理

所研究的盘状推斥型快速电磁机构在拓扑上有两种形式：一是由可动铜盘

与两个固定的分、合闸线圈组成，称为铜盘—线圈结构；二是一个可动线圈与两个固定分、合闸线圈组成，称为线圈—线圈结构，如图 4-9 所示。该型电磁推力机构的一般工作原理为：通过预充电的电容器向合闸或分闸线圈放电，产生持续几毫秒的脉冲电流，与开关操作连杆固定在一起的铜盘因感应涡流而受到脉冲电磁推力作用，从而带动连杆运动，实现开关的快速关合或分断。下面以盘状铜盘—线圈结构作为主要研究对象，对其动态过程以及机构参数的优化问题进行分析。

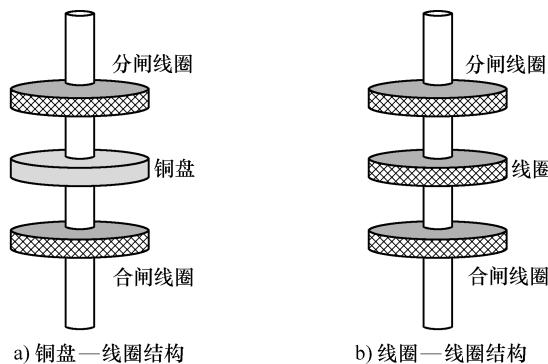


图 4-9 快速电磁推力机构空间拓扑

#### 4.2.1.2 计算方法

电磁推力机构的运动过程涉及放电回路、电磁感应耦合、连杆机械运动等多个相互作用的动态子过程，需要联合电路方程、空间磁场与涡流方程以及机械运动方程来求解其严格的动态特性。目前，对于磁场及涡流计算，多采用有限元法分析，但这种方法应用起来相当复杂，不便于实现电磁推力机构的工程优化设计。这里以铜盘—线圈结构为例，提出一种计算方法以实现各拓扑参数的优化设计。

##### 1. 两个单匝线圈之间的电磁力计算

无论是铜盘—线圈结构还是线圈—线圈结构，线圈一般做成盘型多匝，各匝的半径各不相同，而铜盘中感应的涡流也可等效为多个半径不同的同轴圆线匝。因此，描述通电线圈与铜盘之间电磁作用的基本单元，可等效为任意两个同轴的单匝线圈。为此，采用单匝双线圈模型来研究电磁作用的一般特性，如图 4-10 所示。

图 4-10 中，上线圈为感应线圈（铜盘等效线圈）的一匝，下线圈代表通电线圈的一匝，半径分别为  $r$  和  $R$ ，间距（位移）为  $x$ 。根据通用的电磁计算方法可得

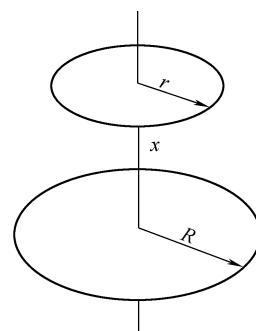


图 4-10 两个单匝线圈示意图

到两个单匝线圈之间的互感  $M$  为

$$M = \mu_0 \sqrt{Rr} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (4-3)$$

式中,

$$k = 2 \sqrt{\frac{Rr}{x^2 + (R+r)^2}} \quad (4-4)$$

$$B(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\alpha}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \alpha}} \quad (4-5)$$

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \alpha} d\alpha \quad (4-6)$$

经推导可得到双线圈之间互感对位移  $x$  导数的基本公式为

$$\frac{dM}{dx} = \frac{2\mu_0 x R r}{[x^2 + (R+r)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1 - k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha \quad (4-7)$$

设通电线圈和感应线圈内的电流分别为  $i_0$  与  $i_1$ , 则双线匝之间的电磁力  $F$  可以写成

$$F = i_0 i_1 \frac{dM}{dx} \quad (4-8)$$

## 2. 铜盘一线圈间电磁力计算方法

首先分析通电线圈的电阻、自感和互感。设盘型线圈共绕  $N_0$  匝铜线 (电阻率为  $\rho$ ), 铜线截面积为  $2a_0 d_0$  ( $2a_0$  为宽度,  $d_0$  为厚度), 每匝半径为  $r_{0m}$ , 则第  $m$  匝线圈的电阻为

$$R_{0m} = \rho \frac{2\pi r_{0m}}{2a_0 d_0} = \rho \frac{\pi r_{0m}}{a_0 d_0} \quad (m = 1, 2, \dots, N_0) \quad (4-9)$$

第  $m$  匝线圈的自感 (包括内感与外感) 为

$$L_{0mm} = \mu_0 \frac{r_{0m}}{4} + \mu_0 \sqrt{r_{0m}(r_{0m} - a_0)} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (4-10)$$

式中,  $k = 2 \sqrt{\frac{r_{0m}(r_{0m} - a_0)}{(2r_{0m} - a_0)^2}}$

$m$ 、 $n$  两匝线圈之间的互感为

$$L_{0mn} = \mu_0 \sqrt{r_{0m} r_{0n}} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (m \neq n) \quad (4-11)$$

式中,  $k = 2 \sqrt{\frac{r_{0m} r_{0n}}{(r_{0m} + r_{0n})^2}}$

然后分析铜盘参数。将铜盘沿半径  $r_1$  等效为  $N_1$  个截面积为  $2a_1 d_1$  ( $2a_1$  为宽

度,  $d_1$  为厚度) 的圆环, 则第  $p$  个圆环的半径和电阻分别为

$$R_{1p} = \rho \frac{2\pi r_{1p}}{2a_1 d_1} = \rho \frac{2\pi(2p-1)a_1}{2a_1 d_1} = \rho \frac{\pi(2p-1)}{d_1} \quad (4-12)$$

式中,  $r_{1p} = (2p-1) a$  ( $p=1, 2, \dots, N_1$ ),  $a_1 = r_1 / (2N_1)$ 。

第  $p$  个圆环的自感 (包括内感与外感) 为

$$L_{1pp} = \mu_0 \frac{r_{1p}}{4} + \mu_0 \sqrt{r_{1p}(r_{1p} - a_1)} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (4-13)$$

式中,  $k = 2 \sqrt{\frac{r_{1p}(r_{1p} - a_1)}{(2r_{1p} - a_1)^2}}$ 。

第  $p, q$  两个圆环之间的互感为

$$L_{1pq} = \mu_0 \sqrt{r_{1p}r_{1q}} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (p \neq q) \quad (4-14)$$

式中,  $k = 2 \sqrt{\frac{r_{1p}r_{1q}}{(r_{1p} + r_{1q})^2}}$ 。

通电线圈第  $m$  匝与铜盘第  $q$  圆环之间的互感为

$$M_{mp} = \mu_0 \sqrt{r_{0m}r_{1p}} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) B(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (4-15)$$

式中,  $k = 2 \sqrt{\frac{r_{0m}r_{1p}}{x^2 + (r_{0m} + r_{1p})^2}}$ ,  $x$  为铜盘相对于线圈的位移。

根据以上理论分析, 可求得机构的电路方程。设通电线圈的电流为  $i_0$ , 铜盘各个等效圆环中感应的涡流为  $i_{1p}$  ( $p=1, 2, \dots, N_1$ ),  $E_0$  为电容  $C$  充电电压初值, 则可写出如下方程组:

$$\begin{cases} E_0 = \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt + i_0 \sum_{m=1}^{N_0} R_{0m} + \frac{di_0}{dt} \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{n=1}^{N_0} L_{0mn} + \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} M_{mp} \frac{di_{1p}}{dt} \\ 0 = R_{11} i_{11} + \frac{di_0}{dt} \sum_{m=1}^{N_0} M_{m1} + \sum_{q=1}^{N_1} L_{11q} \frac{di_{1q}}{dt} \\ 0 = R_{12} i_{12} + \frac{di_0}{dt} \sum_{m=1}^{N_0} M_{m2} + \sum_{q=1}^{N_1} L_{12q} \frac{di_{1q}}{dt} \\ \vdots \\ 0 = R_{1N_1} i_{1N_1} + \frac{di_0}{dt} \sum_{m=1}^{N_0} M_{mN_1} + \sum_{q=1}^{N_1} L_{1N_1q} \frac{di_{1q}}{dt} \end{cases} \quad (4-16)$$

经推导, 方程组 (4-16) 可以化为式 (4-17) 所示的矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{11} \\ i_{12} \\ \vdots \\ i_{1N_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E - \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt \\ \sum_{m=1}^{N_0} R_{0m} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} - [\mathbf{A}] \begin{bmatrix} \frac{di_0}{dt} \\ \frac{di_{11}}{dt} \\ \frac{di_{12}}{dt} \\ \vdots \\ \frac{di_{1N_1}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

式中,  $\mathbf{A}$  为  $N_1 + 1$  维的电感系数矩阵, 由各个环节的自感、互感和电阻决定。将式 (4-17) 改写成矩阵向量形式为

$$\mathbf{I} = \mathbf{E} - \mathbf{A} \frac{d\mathbf{I}}{dt} \quad (4-18)$$

$$\frac{d\mathbf{I}}{dt} = \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{E} - \mathbf{I}) \quad (4-19)$$

考虑到数值计算的精度和收敛性问题, 对式 (4-19) 中的电流微分方程组采用隐式离散算法 (矩阵形式), 其中  $\Delta t$  为计算步长:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{j+1} = \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{E}_{j+1} - \mathbf{I}_{j+1}) \cdot \Delta t + \mathbf{I}_j \\ \mathbf{I}_0 = 0 \end{cases} \quad (4-20)$$

计算出各个电流后, 则可利用式 (4-21) 计算电磁推力:

$$F = \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} i_0 i_{1p} \frac{dM_{mp}}{dx} \quad (4-21)$$

$$\text{式中, } \frac{dM_{mp}}{dx} = \frac{2x\mu_0 r_{0m} r_{1p}}{\left[ x^2 + (r_{0m} + r_{1p})^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1 - k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha.$$

设  $m$  为铜盘和连杆系统的总质量,  $f(x)$  为运动中受到的阻力, 包括弹簧力、重力、摩擦力等, 则可写出如下的运动方程:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F - f(x) \quad (4-22)$$

将式 (4-20)、式 (4-21) 和式 (4-22) 联立, 可得

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{j+1} = \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{E}_{j+1} - \mathbf{I}_{j+1}) \cdot \Delta t + \mathbf{I}_j \\ \mathbf{I}_0 = 0 \\ F = \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} i_0 i_{1p} \frac{dM_{mp}}{dx} \\ m \frac{d^2x}{dt^2} = F - f(x) \end{cases} \quad (4-23)$$

式中,  $N_0$  为通电线圈的匝数;  $N_1$  为铜盘涡流的等效匝数;  $M_{mp}$  为每匝线圈与每匝铜盘等效圆环之间的互感;  $F$  为总的电磁力;  $x$  为动触头的行程;  $m$  为铜盘和连杆系统的总质量;  $f(x)$  为运动中受到的阻力, 包括弹簧力、重力、摩擦力等;  $A$  为  $N_1 + 1$  维的电感系数矩阵, 由各个环节的自感、互感和电阻决定;  $i_0$  为通电线圈的电流,  $i_1, i_2 \dots, i_{N_1}$  为铜盘的各匝等效涡流, 共同构成  $N_1 + 1$  阶的电流列向量  $\mathbf{I}$ ;  $\mathbf{E}$  为  $N_1 + 1$  阶的电压列向量, 与电容的充电电压  $E_0$  和放电回路电阻  $R$  有关, 具有如下矩阵向量形式:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E_0 - \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt \\ R \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{(N_1+1) \times 1} \quad (4-24)$$

方程组 (4-23) 就构成了具有铜盘—线圈结构的盘状推斥型快速电磁机构的电磁学和动力学基本方程组, 通过迭代数值运算可求解出通电线圈电流、铜盘涡流、铜盘位移以及电磁推力的动态变化过程。

### 3. 电磁力的数值计算方法

将方程组 (4-23) 中的电流方程 (矩阵形式) 经进一步整理, 可得到时间域的递推算式:

$$\mathbf{I}_{j+1} = \left( \frac{1}{\Delta t} \mathbf{A} + \mathbf{1} \right)^{-1} \mathbf{E}_{j+1} + (\mathbf{1} + \mathbf{A}^{-1} \Delta t)^{-1} \mathbf{I}_j \quad (4-25)$$

式中,  $\mathbf{1}$  为  $N_1 + 1$  阶单位矩阵。令

$$\begin{aligned} & \left( \frac{1}{\Delta t} \mathbf{A} + \mathbf{1} \right)^{-1} = \mathbf{D} \\ & = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \cdots & d_{1(N_1+1)} \\ d_{21} & d_{22} & \cdots & d_{2(N_1+1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ d_{(N_1+1)1} & d_{(N_1+1)2} & \cdots & d_{(N_1+1)(N_1+1)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-26)$$

$$\begin{aligned} & (\mathbf{1} + \mathbf{A}^{-1} \Delta t)^{-1} = \mathbf{G} \\ & = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1(N_1+1)} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2(N_1+1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{(N_1+1)1} & g_{(N_1+1)2} & \cdots & g_{(N_1+1)(N_1+1)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-27)$$

$$\mathbf{E}_{j+1} = \begin{bmatrix} \frac{E_0}{R} - \frac{\Delta t}{RC} \left( \sum_{n=1}^j i_{0,n} + i_{0,j+1} \right) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

并令

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{I}_j = \mathbf{I}_j^* = \begin{bmatrix} i_{0,j}^* \\ i_{1,j}^* \\ \vdots \\ i_{N_1,j}^* \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

将式 (4-26) ~ (4-28) 和式 (4-29) 代入式 (4-25), 可得到计算各个电流瞬时值的迭代算式:

$$i_{0,j+1} = \left( 1 + \frac{d_{11}\Delta t}{RC} \right)^{-1} \left[ \frac{d_{11}}{R} \left( E_0 - \frac{\Delta t}{C} \sum_{n=1}^j i_{0,n} \right) + i_{0,j}^* \right] \quad (4-30)$$

$$i_{p,j+1} = \frac{d_{p+1,1}}{R} \left( E_0 - \frac{\Delta t}{C} i_{0,j+1} - \frac{\Delta t}{C} \sum_{n=1}^j i_{0,n} \right) + i_{p,j}^* \quad (4-31)$$

式中,  $p = 1, 2, \dots, N_1$ 。

将式 (4-30)、式 (4-31) 和式 (4-23) 中的电磁力方程和触头运动方程(离散化后)联立, 就构成了具有铜盘—线圈结构的盘状推斥型快速电磁机构的电磁学和动力学基本计算方程组, 可以迭代求解通电线圈电流、铜盘涡流、触头位移和电磁推力的动态变化过程, 为电磁机构的动态仿真和综合优化提供了分析基础。

由于互感是位移  $x$  的函数, 从式 (4-23) 可知, 电流向量  $\mathbf{I}$  是位移  $x$  和时间  $t$  的函数; 电磁力  $F$  是电流向量  $\mathbf{I}$  和位移  $x$  的函数; 位移  $x$  是电磁力和阻力的函数。因此, 电流向量  $\mathbf{I}$ 、电磁力  $F$  和位移  $x$  三者之间在触头运动的动力学过程中相互作用, 都是时间和空间的函数, 且存在严重的非线性关系, 倘直接求解则非常困难。为此, 提出基于时间和空间双层循环的迭代算法, 其计算流程见图 4-11 所示。

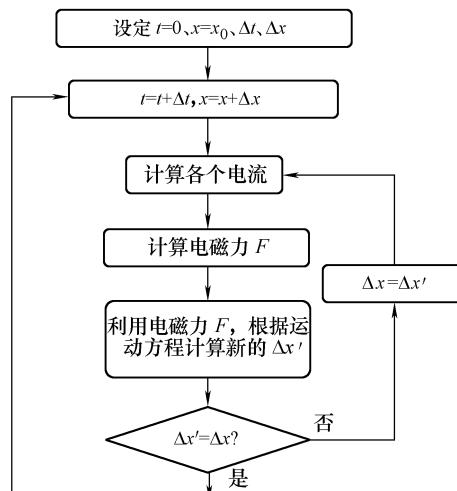


图 4-11 双层迭代算法流程图

具体计算时，首先设定时间步长  $\Delta t$ ，并假定第一个时间步长内的铜盘行程为  $\Delta x$ 。计算此时的各个电流、互感及其导数、电磁力  $F$ ，然后依据运动方程计算出该时间步长内新的行程  $\Delta x'$ 。若  $\Delta x'$  不等于  $\Delta x$ ，则令  $\Delta x = \Delta x'$ ，重新迭代计算；否则，转入下一个时间步长，按上述规律依次循环计算。

#### 4.2.1.3 机构参数优化仿真分析

依据前述的算法，通过改变某些重要参数的数值，可以优化盘状推斥型快速电磁机构的动态特性。在以下的仿真分析中，主要改变线圈、铜盘和放电回路的参数等，研究其对该型电磁机构暂态性能的影响，计算时以触头的关合过程为例。

##### 1. 铜盘等效匝数的影响

在计算中将铜盘内连续的涡流分布等效为多个半径不等的电流环，因此从直观上看铜盘的等效匝数决定了计算精度，同时也影响到计算量。表 4-3 中给出等效匝数不同时对电磁力特性的影响。

表 4-3 铜盘等效匝数的影响

等效匝数	线圈电流最大值 /A	线圈电流最大值 时刻/s	电磁力最大值 /N	电磁力最大值 时刻/s	关合时间 /s
10	10118	0.00055	468810	0.00085	0.00080
20	9972.4	0.00055	451110	0.00085	0.00080
50	9894.6	0.00060	441980	0.00090	0.00080

注：线圈为 14 匝，线圈和铜盘厚度均为 5.3mm。

实际计算结果表明，在一定范围内铜盘等效匝数的多少对电磁力特性影响不大，其原因是：由等效多匝数改变为等效少匝数，电流将会随之增大，从而弥补了等效匝数减少对电磁力的影响，其综合效果基本不变。下面的计算中皆以铜盘等效为 20 匝为准，计算速度较快。

##### 2. 铜盘厚度的影响

为分析铜盘厚度对电磁力特性的影响，选取了 4 种不同厚度尺寸进行了仿真，线圈电流和电磁力等的计算结果如图 4-12、图 4-13 和表 4-4 所示。

表 4-4 铜盘厚度的影响

铜盘厚度 /mm	线圈电流最大值 /A	线圈电流最大值 时刻/s	电磁力最大值 /N	电磁力最大值 时刻/s	关合时间 /s
1.3	7570.8	0.00065	229220	0.00095	0.00095
2.3	8615.7	0.00055	321590	0.00090	0.00085
5.3	9972.4	0.00055	451110	0.00085	0.00080
7.3	10356	0.00055	490570	0.00085	0.00080

注：线圈为 14 匝，铜盘等效为 20 匝，线圈厚度为 5.3mm。

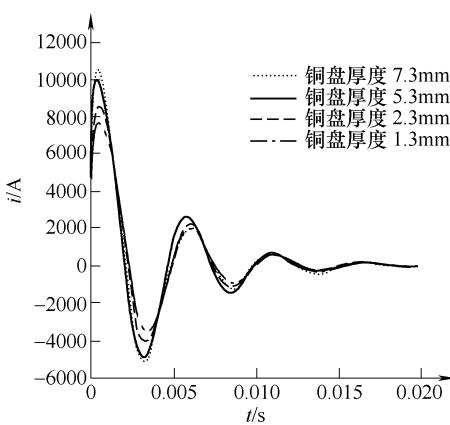


图 4-12 铜盘厚度对放电电流的影响

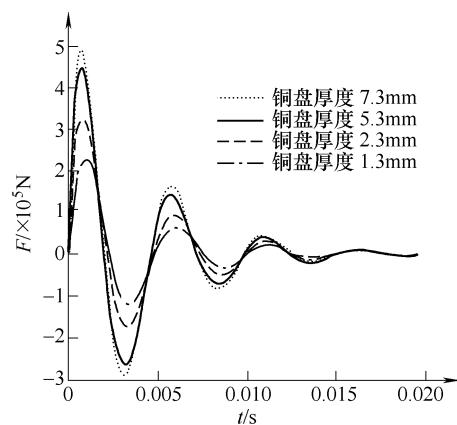


图 4-13 铜盘厚度对电磁力的影响

由仿真结果可知，开始时随着铜盘厚度的增加，电流和电磁力增加较大，但当铜盘厚度增加到一定程度后，电流和电磁力趋于不变。分析其原因，一是厚度变化导致电阻和电感同时发生变化；二是集肤效应的影响变得显著。按照电磁场理论，集肤效应的渗透深度  $d$  可由式 (4-32) 确定：

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (4-32)$$

式中， $\omega$  为信号角频率， $\mu$  为材料的磁导率， $\sigma$  为材料的电导率。理论上讲，当铜盘厚度远小于  $2d$  时，可以忽略集肤效应的影响。若铜盘厚度过大，则集肤效应明显，而且增加了传动系统的质量，徒劳无益。

以 14 匝线圈时、充电电容为  $50000\mu\text{F}$  为例，可算出线圈电流的主要角频率含量为  $1240\text{rad/s}$ ，进而得到渗透深度约为  $8.25\text{mm}$ 。因此，当铜盘厚度远小于  $16.5\text{mm}$  时，可完全不考虑集肤效应的影响。但实际设计中考虑到铜盘要承受的机械强度以及需要较大的加速度，设计取其厚度为  $5.3\text{mm}$ ，这时集肤效应影响不大。

### 3. 线圈匝数的影响

当电容和充电电压值一定时，通电线圈的匝数决定了其电感的大小，既影响着放电周期的长短，同时也决定着线圈和铜盘之间的互感及其导数，即影响电磁推力的大小。因此，线圈匝数直接影响到电磁机构的速度和动作时间。图 4-14 和图 4-15 给出了线圈匝数分别为 4、14、28、42 匝时线圈电流和电磁力的动态变化情况，此时盘状线圈的等效半径分别为  $27.1\text{mm}$ 、 $53\text{mm}$ 、 $92.1\text{mm}$ 、 $131.1\text{mm}$ 。计算得到四种情况下开关触头的关合时间（ $10\text{mm}$  行程）分别为  $0.85\text{ms}$ 、 $0.8\text{ms}$ 、 $1.65\text{ms}$ 、 $2.55\text{ms}$ 。

由图 4-14 可见，随着线圈匝数的增加，线圈等效电感  $L$  增加，线圈电流的

最大值  $i_{0\max}$  减小, 初始电流上升率  $di_{0\max}/dt$  减小, 放电周期  $T$  增大。若忽略电阻的作用, 则上述各量由下列各式决定:

$$i_{0\max} = \frac{E_0}{\sqrt{L/C}} \quad (4-33)$$

$$\frac{di_{0\max}}{dt} = \frac{E_0}{L} \quad (4-34)$$

$$T = 2\pi \sqrt{LC} \quad (4-35)$$

因此, 仅从放电电流是否有利于电磁驱动而言, 线圈的匝数愈小愈好, 此时线圈电流大且放电周期短。但对于电磁力情况并非完全如此, 其值随着线圈匝数的改变存在极大值现象, 如图 4-15 所示。这是因为电磁力不仅与放电电流的大小有关, 还取决于线圈和铜盘之间的互感导数。就此处分析结果而言, 线圈匝数为 14 匝时电磁力最大。另外, 对比几种情况下的关合时间可知, 线圈匝数为 14 匝时关合时间也最短, 为 0.8ms。

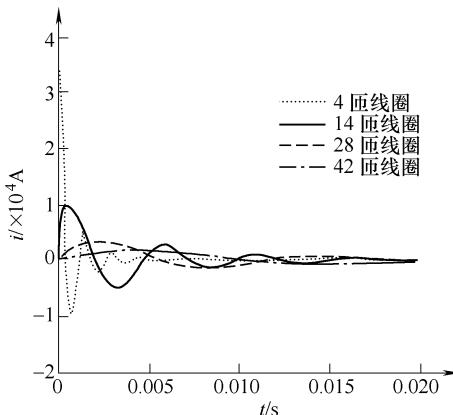


图 4-14 线圈匝数对放电电流的影响

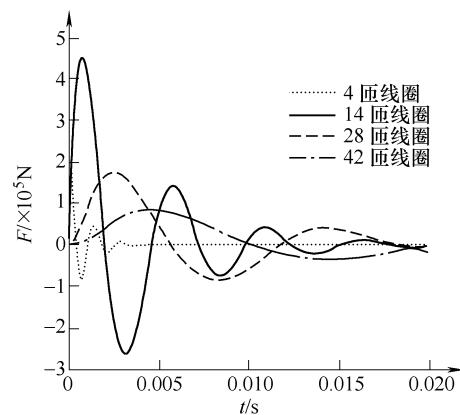


图 4-15 线圈匝数对电磁力的影响

#### 4. 线圈导线厚度的影响

改变线圈导线厚度的计算结果如图 4-16、图 4-17 和表 4-5 所示。尽管随着导线厚度的增加可以提高放电电流和电磁力的大小, 但到达最大值的时间基

表 4-5 线圈导线厚度的影响

线圈厚度/mm	线圈电流最大值/A	线圈电流最大值时刻/s	电磁力最大值/N	电磁力最大值时刻/s	关合时间/s
1.3	5146.1	0.00055	129530	0.00095	0.00110
2.3	7184.8	0.00050	242970	0.00090	0.00090
5.3	9972.4	0.00055	451110	0.00085	0.00080
7.3	10820	0.00060	522770	0.00085	0.00080

注: 线圈为 14 匝, 铜盘等效为 20 匝, 铜盘厚度为 5.3mm。

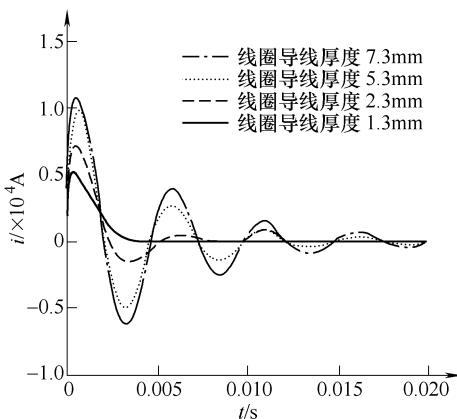


图 4-16 线圈导线厚度对放电电流的影响

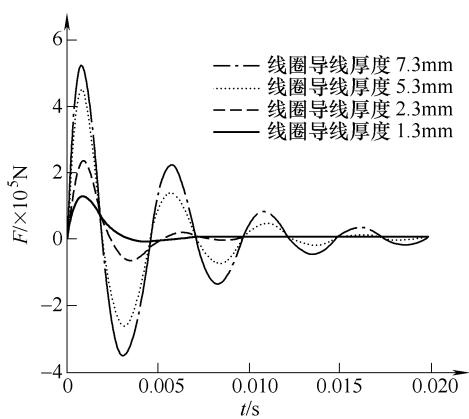


图 4-17 线圈导线厚度对电磁力的影响

本不变，且触头的关合时间也变化不大。因此，通过改变线圈导线的厚度来提高快速开关的速度，效果并不明显。

### 5. 线圈与铜盘相对大小对电磁机构的影响

为便于分析此问题以获得较一般的设计指导原则，仿真时采用以下基本数据：盘式线圈共 7 匝，导线宽度为 1.85mm，线圈中间空心半径为 15mm，外半径为 33mm；铜盘涡流等效为 60 匝，每匝宽度为 1.75mm，铜盘中间空心半径为 5mm，外半径为 53mm。线圈与铜盘的相对大小示意如图 4-18 所示，从 a 到 d（或从 A 到 D）为铜盘沿半径等效涡流第 1 匝到第 60 匝；Bb 对应于盘式线圈的内直径，Cc 对应于其外直径。相应的计算结果如图 4-19 ~ 图 4-22 所示。

由图 4-19 可知，铜盘等效涡流沿半径第 10 至 25 匝的电流值较大，其中第 15 匝的感应电流负峰值最大。此时对应的铜盘半径范围为 13mm 至 27mm，正是与线圈相对面积基本重合的部分（由圆 Bb 和 Cc 组成的圆环 BbCc）。在未重合部分（内圆环 AaBb 和外圆环 CcDd），感应的涡流较小，效率不高。

在铜盘的三个部分，即内圆环 AaBb、与线圈重合圆环 BbCc 和外圆环 CcDd，相应各匝感应的涡流曲线如图 4-20、图 4-21 和图 4-22 所示。结果表明，内圆环和外圆环中均感应出正的（与线圈电流同向）涡流，尤其内圆环的正值电流很大，这意味着它们将对电磁机构贡献电磁吸力，而快速开关是需要电磁斥力来工作的。

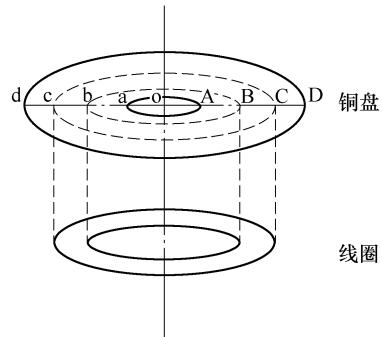


图 4-18 铜盘与线圈相对大小示意

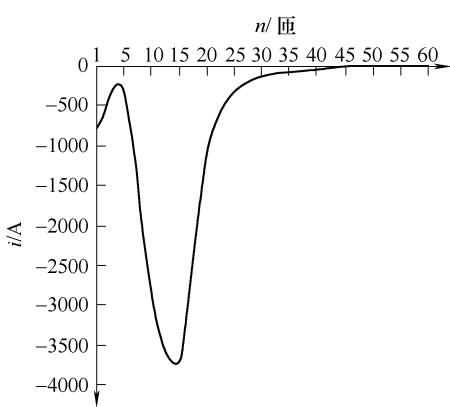


图 4-19 铜盘各匝等效涡流负峰值的变化情况

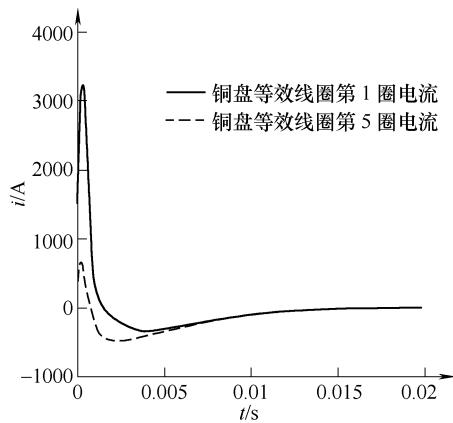


图 4-20 铜盘等效第 1、5 匝涡流

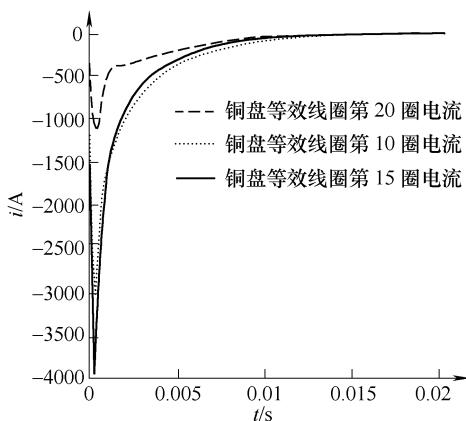


图 4-21 铜盘等效第 10、15、20 匝涡流

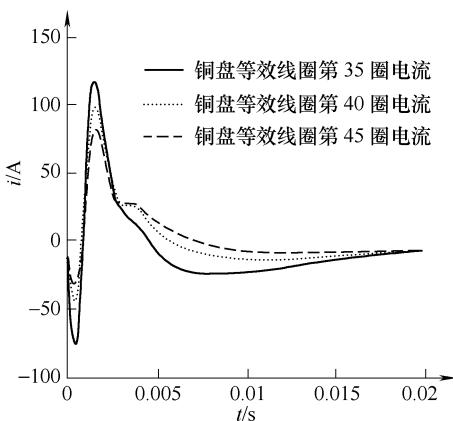


图 4-22 铜盘等效第 35、40、45 匝涡流

由以上分析可得出如下结论：相对于盘式线圈的大小，铜盘的尺寸设计得太大或者太小，该型电磁机构的效率都不高，反而会起负作用，应当尽量设计铜盘与线圈的空间尺寸相一致。

铜盘厚度和线圈导线厚度对电磁力和电流等参数有一定影响，但对分、合闸时间影响不大；因此，综合考虑机械强度问题以及产生较大电磁力，设计时可适当减小铜盘及线圈导线厚度。在电容及其充电电压一定时，盘式线圈的匝数直接决定着放电周期，进而影响开关的分、合闸时间，应根据仿真分析选取最优的线圈匝数以获得较大的电磁力和较短的动作时间。当铜盘与线圈的空间尺寸不一致时，两者重合部分对机构的贡献最大，非重合部分反而具有负作用；实际设计时应尽量使两者大小对应，以显著提高该型电磁机构的效率。

#### 4.2.1.4 双稳弹簧式保持机构

除了利用通电线圈与铜盘感应涡流间产生的脉冲电磁力实现开关操动机构的快速驱动外，如何保持开关的分断与关合稳定位置，也是机械设计的关键所在。文献[1]中曾采用叠簧结构，但实验表明其机械稳定性欠佳，为此提出了一种弹簧式双稳结构，如图4-23所示。双稳弹簧及其连杆的运动示意如图4-24所示。

在触头关合过程中，双稳弹簧的作用力是非线性变化的，分析较为复杂。但该双稳弹簧具有对称性，如图4-24a所示，因此其受力分析可简化为椭圆规机构，如图4-24b所示。其中， $f_t$ 为弹簧力， $d_t$ 为该力的位移微分； $f_z$ 为弹簧力在垂直方向上的分力， $d_z$ 为该力的位移微分。根据能量守恒，有 $f_t d_t = f_z d_z$ ，由此可得 $f_z/f_t = d_t/d_z = \tan\alpha$ ，最后经推导可得到式(4-36)所示的形式。其中， $f_z(x)$ 为弹簧力在垂直方向上的分力； $f_c$ 为拉杆处于水平位置时弹簧的弹力； $l_0$ 为拉杆长度； $k$ 为弹簧的弹性系数； $x$ 为动触头位移； $l_{ae}$ 为e和a两点之间的距离，等于触头行程的一半。

$$f_z(x) = 2[f_c - k(l_0 - \sqrt{l_0^2 - (x - l_{ae})^2})] \frac{x - l_{ae}}{\sqrt{l_0^2 - (x - l_{ae})^2}} \quad (4-36)$$

式(4-36)中方括弧内的第二项，表示因弹簧被拉长使弹簧力减弱的部分。

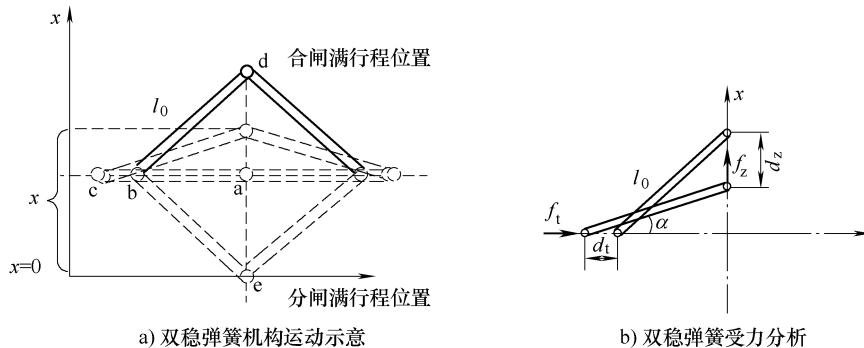


图4-24 双稳弹簧运动及受力分析示意

对于图4-23所示的电磁机构，要想获得符合实际操作要求且又经济、可靠的性能指标，需要优化的设计参数很多，如通电线圈的结构参数（匝数、导线

截面等), 铜盘的结构尺寸(半径、厚度等), 放电回路的有关参数(电容量、充电电压、放电回路电阻等), 这些须借助于计算机仿真来实现。在下面的仿真和优化分析中, 将摒弃那些对电磁机构性能影响较小的因素, 以缩小优化范围。仿真分析将依据下述的基本设计参数, 通过改变某些主要参数实现机构的优化设计。

#### 4.2.1.5 算例

基于前述的仿真分析, 并进行优化设计, 这里给出了一个带有双稳弹簧结构的10kV等级快速真空断路器的关合过程算例。其中, 铜盘半径为35mm, 厚度为5.3mm, 铜电阻率为 $1.69 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ ; 线圈共14匝, 等效盘状半径为39mm, 导线截面厚度为5.3mm, 截面宽度为1.85mm; 铜盘与线圈的初始间距为3mm; 开关动触头行程为10mm; 拉杆半径为15mm; 铜盘和连杆系统的总质量为2.5kg; 真空开关自吸力为50N; 放电回路电容为 $50000\mu\text{F}$ , 充电电压为160V。

利用前面给出的迭代算法, 计算得到图4-25、图4-26和图4-27所示的曲线。结果表明, 开关合闸时间可以达到0.23ms, 具有非常好的快速特性。分闸过程的分析与此类似, 不再详述。

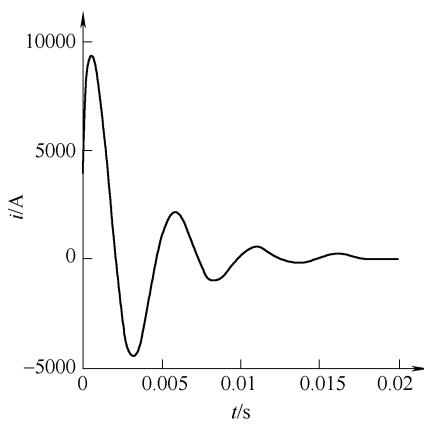


图4-25 关合过程线圈电流的变化曲线

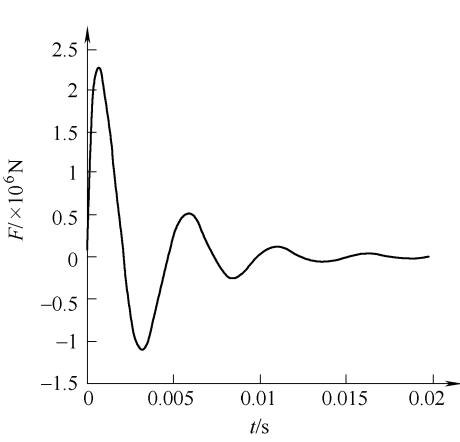


图4-26 关合过程电磁力的变化曲线

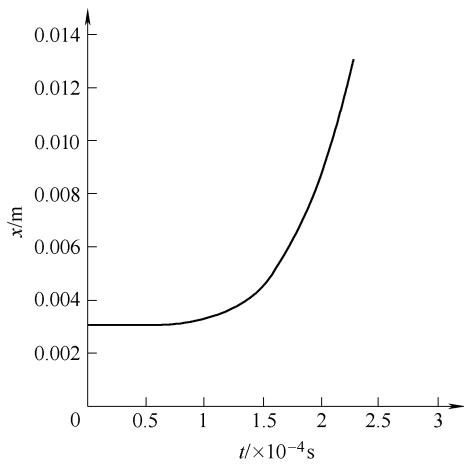


图4-27 动触头行程变化曲线

必须指出, 此处的仿真计算与优化分析中并没有考虑触头碰撞时的振动现象, 而在实际快速开关中, 由于脉冲电磁力相当大, 必然伴有振动过程。

#### 4.2.1.6 小结

针对盘状推斥型快速电磁机构，给出一种基于时间和位移双层循环的离散迭代算法，此算法可用于盘状推斥型电磁机构的仿真分析和综合优化设计。通过仿真详细研究了不同的结构参数对该型电磁机构动态特性的影响，并给出了一般性的优化设计指导原则。例如，实际设计时可适当减少铜盘及线圈导线厚度；当铜盘与线圈的空间尺寸一致时电磁机构效率最高；等等。提出采用一种保持快速开关合、分闸状态的弹簧式双稳结构，并用优化分析的参数在算例中计算了触头的关合过程，合闸时间可达到 0.23ms。尽管该型电磁机构的拓扑比较简单，但数学模型较为复杂，进行动态过程计算时需要复杂的数值算法，并不利于实时控制。

### 4.2.2 音圈电机式快速开关

随着永磁材料和加工工艺的发展，目前我国已能制造强剩磁、形状复杂的永磁体。根据需要设计具有一定空间结构的永磁体，可产生利于实现快速电磁机构动态控制的磁场分布；再与可控脉冲放电相结合，可保证电磁机构动作的快速性和准确性。因真空开关的动触头行程相对较小，易于实现快速操作，以其作为应用对象，提出一种用于真空开关的音圈电机式快速电磁机构。该机构与传统配永磁体的电磁机构有较大不同：在结构上，永磁体只提供均匀磁场，从而降低了复杂的磁场计算；在驱动上，则利用对螺管线圈进行可控脉冲放电来提供动力，并通过反馈调节与电磁缓冲，实现合分速度的跟踪控制和触头的零碰撞振动。由于其兼具可控脉冲放电的快速性、类似电动机的完全可控性以及力学特性简单等优点，利于实现触头快速分、合闸动作特性的优化控制。

#### 4.2.2.1 音圈电机式快速电磁机构

该新型电磁机构的结构原理如图 4-28 所示，它主要由导磁铁心、筒状永磁体、可动线圈以及双稳弹簧保持机构组成。其工作机理是基于通电线圈在磁场中受到安培力作用而推动动触头运动。近似恒定的对称磁场分布由永磁体产生，线圈电流由专用可控放电电源提供。由于永磁体在低频工况下的相对磁导率接近于 1，可以显著降低线圈电感量，增大电流上升率，利于实现动作快速性。为保持真空开关的分、合闸稳定状态，仍然采用第 4.2.1.4 节中提出的稳定性好、力学特性简单的双稳弹簧保持机构。线圈通电流后因安培力作用而驱动触头运动，到达分、合闸位置时，双稳弹簧保持一定的弹簣力以维持稳定状态。

实际上，该电磁机构在拓扑上是一种差动补偿结构，即当线圈向上运动时与下端部铁心距离变大、电感变小，同时与上端部铁心的距离却变小、电感变大；向下运动时亦是如此，即运动中总是保持与两端部铁心的距离之和不变。

理论上,当铁心材料和形状一定时,若电感量与位移在推力机构行程范围内成线性关系,则采用差动补偿结构的线圈电感可保持不变。对直径为8cm、高度为10cm、线径为 $1\text{mm}^2$ 的线圈及安装在两端的铁氧体,测量不同相对位置的电感值,结果见表4-6和表4-7。由表可知,采用差动补偿结构,能有效补偿线圈在运动中电感的变化。

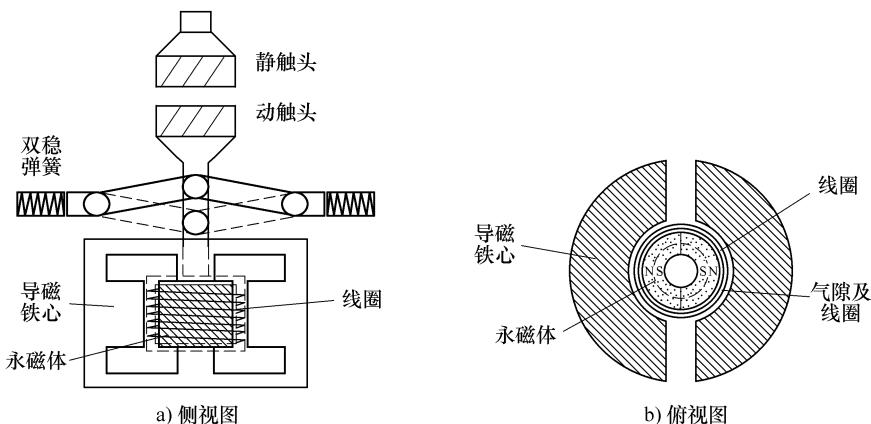


图4-28 音圈电机式推力机构结构原理图

表4-6 采用差动补偿结构与非差动补偿结构时线圈电感随位移的变化

位移 $x/\text{mm}$	差动补偿结构中线圈的电感量 $L/\mu\text{H}$	非差动补偿结构中线圈的电感量 $L/\mu\text{H}$
1	197.8	188.3
3	197.7	188.4
5	197.4	188.8
7	196.9	189.2
9	196.6	189.7
11	196.5	190.4
13	196.5	191.2
15	196.6	191.9
17	197.0	192.8
19	197.5	193.6

表4-7 两种结构的相对误差比较

比较项目	差动补偿结构	非差动补偿结构	误差倍数
最大值与平均值相对误差	0.38%	1.66%	4.4
最小值与平均值相对误差	0.28%	1.12%	4.0

注:差动补偿结构为两端皆有铁氧体,非差动补偿结构为单端具有铁氧体。

#### 4.2.2.2 电磁机构的数学描述

该电磁机构在运动过程中由于磁场近似恒定(下面另有叙述), 可简化为图 4-29 所示的等效电路。

该电磁机构的动态特性可用如下方程组描述:

$$\begin{cases} u_s(t) = L \frac{di(t)}{dt} + i(t)R + Blv \\ F_e = Bi(t)l \end{cases} \quad (4-37a)$$

$$\begin{cases} F_e = m \frac{dv}{dt} + F_z \end{cases} \quad (4-37b)$$

$$\begin{cases} F_z = -B \\ l = L \end{cases} \quad (4-37c)$$

式中, 式(4-37a)、(4-37b)和(4-37c)分别为电压方程、电磁力方程和动力学方程;  $i(t)$  为回路电流,  $L$  为线圈电感,  $R$  为回路电阻,  $m$  为可动部分归算到动触头上的归一化质量,  $v$  表示可动部分的运动速度,  $F_e$  为电磁力,  $F_z$  为阻力,  $B$ 、 $l$  分别表示永磁体所产生的磁感应强度和线圈绕线总长度。

根据式(4-37)可得到描述该电磁机构动态过程的框图, 如图 4-30 所示。

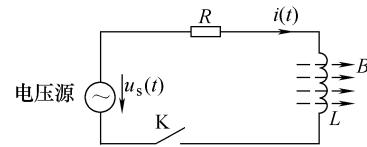


图 4-29  $R-L$  回路

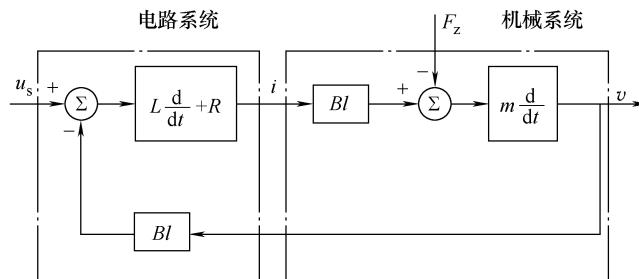


图 4-30 音圈电机式快速电磁机构的框图

由式(4-37)及图 4-30 可知, 该电磁机构实质上由电路系统和机械系统通过电磁力耦合构成的反馈系统。而且, 机构的动态运动过程可等效为一个包含在  $R-L-C$  充放电回路中的受控电压源, 如图 4-31 所示。受控电压源电压

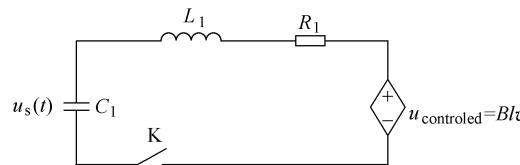


图 4-31 音圈电机式快速电磁机构的等效分析回路

$u_{\text{controlled}} = Blv$ , 受机构可动部件运动速度控制, 与速度成正比。基于该等效电路, 可以简化相关计算, 易于构建电磁机构运动特性的仿真分析与控制模型。利用电力电子技术, 对机构实施脉宽调制(PWM)控制, 即可实现对电磁机构运动特性的优化控制。

#### 4.2.2.3 速度跟踪控制策略

为综合分析音圈电机式快速电磁机构的速度跟踪特性, 将保持机构和电磁机构联合进行计算仿真。

通过4.2.1.4节的分析可知, 双稳弹簧在垂直方向上的分力 $f_z$ 为

$$f_z(x) = 2[f_c - k(l_0 - \sqrt{l_0^2 - (x - l_{ae})^2})] \frac{x - l_{ae}}{\sqrt{l_0^2 - (x - l_{ae})^2}} \quad (4-38)$$

式中,  $f_c$ 为拉杆处于水平位置时弹簧的弹力;  $l_0$ 为拉杆长度;  $k$ 为弹簧的弹性系数;  $x$ 为动触头位移;  $l_{ae}$ 为e和a两点之间的距离, 等于触头行程的一半。

式(4-38)中方括弧内的第二项, 表示因弹簧被拉长使弹簧力减弱的部分。则整个运动过程中, 机构运动部分所受到的力由电磁力、弹簧力和重力组成, 因此可写出力学方程式为

$$F_M = Bl(t) + f_z(x) - mg \quad (4-39)$$

式中,  $F_M$ 为合力,  $mg$ 为重力, 其他参数同式(4-37)。

根据图4-30、图4-31建立的仿真系统如图4-32所示。

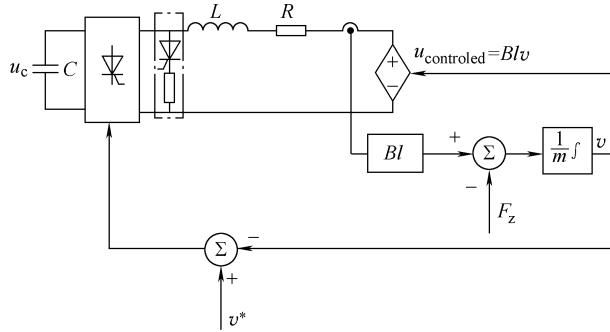


图4-32 速度跟踪控制仿真原理

其仿真过程如下: 根据图4-32给出的动态过程框图, 电磁与机械系统的耦合关系可用受控电压源描述:  $u_{\text{controlled}} = Blv$ ; 取电路电流信号, 经过比例放大器(放大倍数 $p = Bl$ )即可得到电磁力 $F_e = Bl$ , 并与反力 $F_z$ 构成合力 $F_M$ ; 再经过比例放大器(放大倍数为 $1/m$ ), 经积分得到运动速度 $v$ ; 该速度与给定速度信号 $v^*$ 相比较, 得到误差控制信号送到PWM控制器, 从而完成该电磁机构对速度跟踪控制的仿真。电力电子拓扑的主电路和控制方式分别采用单相逆变桥式电路和PWM控制方式。

理论分析表明，为达到电磁力与受控电流的严格正比性，需要永磁体在机构行程范围内提供上下对称的恒定磁场。利用电磁场计算软件，对图 4-28 所示机构中永磁体产生的磁场进行了计算，结果表明该机构的磁场分布具有良好的对称特性，完全满足控制要求，如图 4-33 所示。

#### 4.2.2.4 电磁机构的运动特性仿真

根据前述的理论分析和仿真建模方法，基于 PSIM（电力电子仿真软件）构建了电磁机构分闸运动特性的控制仿真系统，如图 4-34 所示。

考虑到动触头运动速度与灭弧性能之间的关系，设给定的真空开关分闸运动最优速度曲线如图 4-35 所示，以此作为电磁机构的速度跟踪控制目标。仿真时参数设计为：运动部分质量  $m = 5\text{kg}$ ，螺线管直径为 20cm，长度为 20cm，线圈匝数为 100，永磁体磁感应强度为 1T，电感  $L = 1.36\text{mH}$ ，电阻  $R = 1\Omega$ ，运动行程为 10mm。

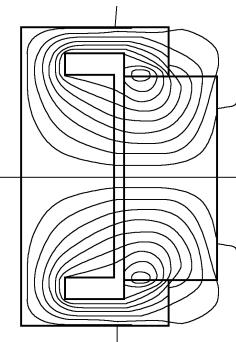


图 4-33 电磁机构的磁通空间分布

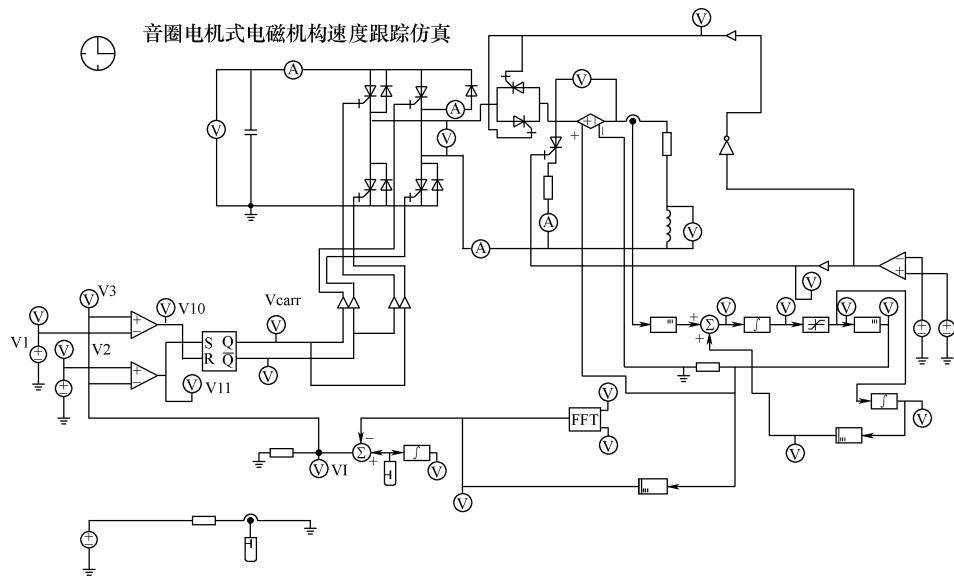


图 4-34 音圈电机式电磁机构的动态特性仿真系统

以图 4-35 所给定的速度曲线作为参考，利用图 4-34 构建的仿真系统，对电磁机构的动作特性进行了仿真，结果如图 4-36 ~ 图 4-38 所示。

由仿真结果可知，为提高其动作快速性，需要提供较大的脉冲电磁力，同时为实现其速度的最优控制，亦需在运动过程中通过控制主回路将该力反向，

以提供机械缓冲所需的较大脉冲电磁力。

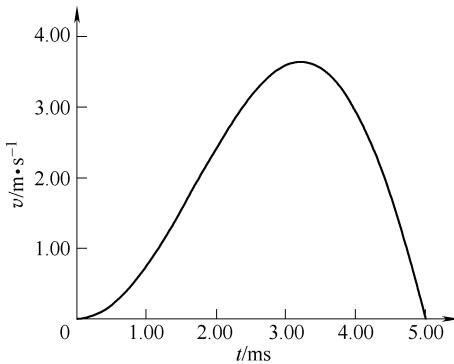


图 4-35 给定的分闸运动速度曲线

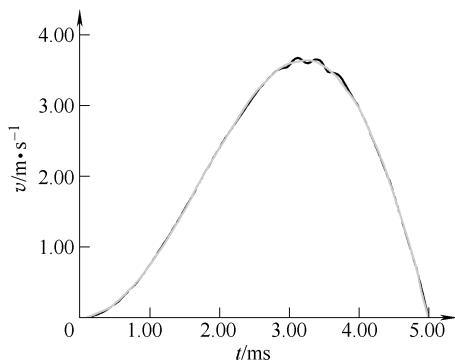


图 4-36 给定与实际运动速度曲线的比较  
(波动曲线为实际运动曲线)

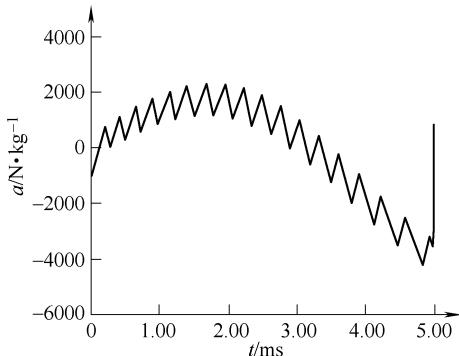


图 4-37 加速度曲线

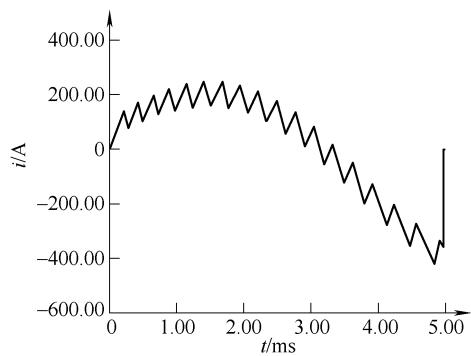


图 4-38 线圈受控放电电流曲线

虽然理论上按照最优速度曲线进行控制，实现开关触头运动到位时的零碰撞颤振，但在运动结束时刻线圈内仍有较大的剩余电流，倘不采取有效措施释放电感能量，则会造成触头在反向电磁力的作用下产生更大反弹，甚至可能导致分闸失败。因此，临近运动结束时，提前控制线圈放电回路导通，以快速释放能量使电流到零，并充分利用双稳弹簧在半行程后变阻力为驱动力的特点，可解决该极短过程的电磁缓冲问题，具体参见图 4-37 和图 4-38 所示曲线的末端。仿真结果表明，在 4.9ms 时触发串联有  $400\Omega$  电阻的放电旁路导通（见图 4-32 的点划线框部分），则行程结束时动触头的运动速度可以控制到很小值，约为  $0.1\text{m/s}$ ，如图 4-39 末端所示。此时触头残余的动能极小，约为  $0.025\text{J}$ ，在弹簧力作用下几乎不会发生碰撞反弹。整个过程中速度跟踪控制的效果较好，除了因释放电感残余能量造成行程结束时速度为  $0.1\text{m/s}$  外，整个过程的速度跟踪控制绝对误差小于  $0.04\text{m/s}$ ，如图 4-39 所示。

#### 4.2.2.5 小结

提出一种结构简单的音圈电机式快速电磁机构，并给出描述其动态运动特性的数学方程组。将电磁机构的电磁与力学运动过程等效为包含受控电压源的  $R-L-C$  回路充放电的动力学模型，并构建了基于 PSIM 的电磁机构运动特性的控制仿真系统。基于电力电子变换拓扑，提出了速度跟踪反馈控制策略，能有效实现最优化分、合闸速度的跟踪控制，且同时满足快速性要求，可在 5ms 内准确完成分、合闸操作。仿真结果表明，由于电感残余能量的存在，使得最终的分、合闸速度不可能为零，但通过旁路触发控制可将速度减小至 0.01m/s，利用电磁缓冲控制实现无碰撞反弹。

该新型电磁机构中主要使用了铁心、永磁体等性能易受外界磁场影响的非线性材料，增加了机构的非线性特征，为保证机构数学模型的准确性，必须使其工作在线性区域，这限制了电磁力、速度等性能参数的提高。

#### 4.2.3 反绕嵌套式快速开关

前面研究的音圈电机式电磁机构，主要由永磁体、线圈和铁心构成，结构简单，可控性好，但因需要铁心和永磁体等非线性材料，当线圈中的电流很大时，会出现磁饱和和退磁等不利问题。电动机操动机构具有控制准确和动作分散性小等优点，但也存在动作时间较长、控制方法复杂以及需要特殊的稳态保持机构等问题。盘状推斥型电磁机构利用两个平板状线圈（或平板线圈与铜盘）之间产生斥力而实现驱动，其电感和时间常数小，可在极短时间内由电容放电产生很大的脉冲电磁力，具有动作速度快、时间分散性小等优点，但因动作速度太大引起的碰撞振动问题尤其突出，需要较复杂的缓冲机构，且其动作过程的可控性较差，不利于实现速度跟踪控制。

事实上，简易而可靠的物理拓扑结构，以及简单而准确的数学分析模型，对实现电磁机构的快速性与可控性至关重要，也是优化结构设计和运动控制的前提基础。

不同于上述几种机构的原理，利用空心线圈具有电感和时间常数均相对较小的优点，基于两个螺线管线圈边缘电磁场的相互作用，提出了一种新型的电

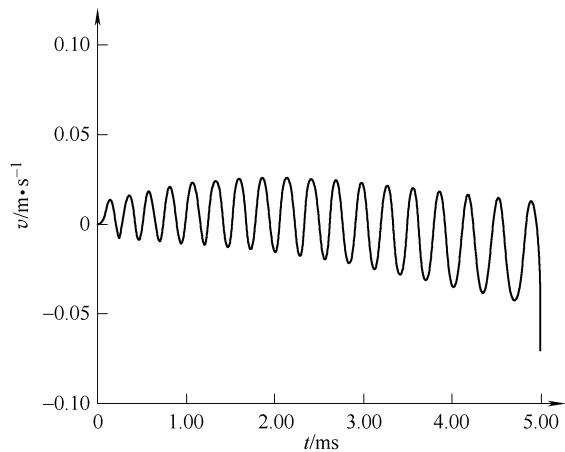


图 4-39 机构运动速度跟踪控制的误差曲线

磁驱动机构。该机构除具有结构简易可靠的优势外，还具有数学分析模型简单而准确的优点。通过样机实验证明了该机构的有效性，为实现电磁机构的优化设计以及运动过程的可控奠定了基础。

#### 4.2.3.1 机构原理

该新型电磁机构的基本物理拓扑如图 4-40 所示，它由两组线圈  $L_1$  与  $L_2$  构成。其中，可动线圈  $L_1$  是同一绕向绕制的螺管线圈 a；固定线圈  $L_2$  包含用一根导线绕制而成的大小相同、绕向相反的线圈 b 和 c。线圈 b 与线圈 a 的顶端对齐；线圈 c 的顶端与线圈 a 的中线对齐。线圈 a 底端到线圈 c 底端的距离即为可动区间。当 a、b、c 三个线圈流过同一电流时， $L_1$  在  $L_2$  产生的磁场将相互作用而发生竖直方向的相对运动（图中所示为可动线圈  $L_1$  竖直往上运动）。

这里为分析方便，以  $L_2$  在  $L_1$  产生的磁场中受力为例。 $L_1$  通过电流时将产生图 4-41 所示的初始磁场分布（仅画出  $x=0$  处的  $yz$  平面）。对应图 4-41 所示的磁场分布剖面图，在区域 m、区域 n 内的磁场径向（水平）分量大小与方向如图 4-42 所示，分别以实线、虚线表示。这样，以  $z=0$  为分界面， $L_1$  通流后在上、下两个半球区域产生的径向（水平）磁场分量方向相反，且越靠近螺管线圈 a 的两个端部，径向（水平）磁场分量越大。因此，分处两个区域的反向串联的线圈 b 与线圈 c 将受到同一方向的竖直电磁力（利于快速驱动）。按照图 4-40 所示的电流方向， $L_2$  将受到竖直往下的合力，亦即  $L_1$  受到向上的电磁力而产生运动。

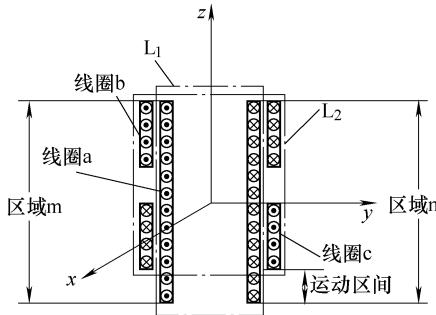


图 4-40 电磁机构拓扑示意

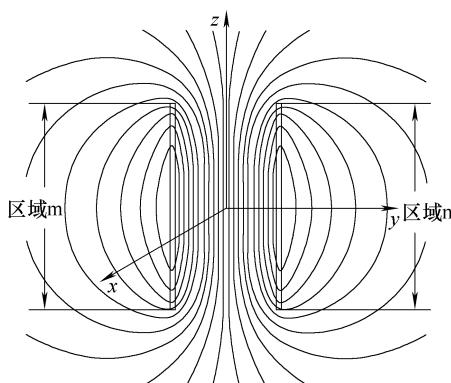


图 4-41 线圈  $L_1$  产生的磁场分布

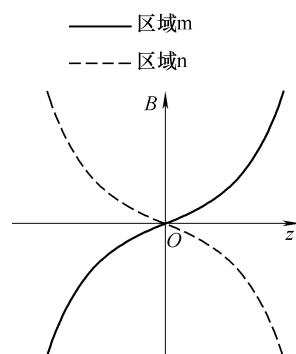


图 4-42 沿  $z$  轴分布的径向（水平）磁场分量

#### 4.2.3.2 解析基础

##### 1. 线圈 $L_1$ 产生的径向磁场

为求解通流多匝线圈在空间任意一点产生的磁感应强度，首先分析单匝通流线圈的情况，建立如图 4-43a 所示的柱坐标系。单匝通流线圈在空间任一点产生的磁感应强度径向分量计算公式为

$$B_\rho = \frac{\mu_0 I}{2\pi\rho} \frac{z}{[(R+\rho)^2 + z^2]^{1/2}} \left[ -K + E \frac{R^2 + \rho^2 + z^2}{(R-\rho)^2 + z^2} \right] \quad (4-40)$$

式中， $K = \int_0^{\pi/2} \frac{d\alpha}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \alpha}}$ ,  $E = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \alpha} d\alpha$ ,  $k^2 = \frac{4R\rho}{(R+\rho)^2 + z^2}$ ,  $K, E$

分别为第一类和第二类完全椭圆积分。

对于多匝密绕线圈，则可建立图 4-43b 所示的柱坐标系。此时式(4-40)中的电流可用电流密度  $J$  和线圈轴向微分位移  $dh$  来表示，即  $I = Jdh = \frac{n_1 i_1}{h_1} dh$ 。对于空间任意一点由多匝密绕线圈产生的磁感应强度径向分量，由式(4-40)积分可得

$$\begin{aligned} B &= \int_0^{h_1} dB_\rho = \int_0^{h_1} \left\{ \frac{\mu_0}{2\pi\rho} \frac{n_1 i_1}{h_1} \frac{z-h}{[(R+\rho)^2 + (z-h)^2]^{1/2}} \right. \\ &\quad \left. \left[ -K + E \frac{R^2 + \rho^2 + (z-h)^2}{(R-\rho)^2 + (z-h)^2} \right] \right\} dh \\ &= i_1 \int_0^{h_1} \left\{ \frac{\mu_0 n_1}{2\pi\rho h_1} \frac{z-h}{[(R+\rho)^2 + (z-h)^2]^{1/2}} \right. \\ &\quad \left. \left[ -K + E \frac{R^2 + \rho^2 + (z-h)^2}{(R-\rho)^2 + (z-h)^2} \right] \right\} dh \end{aligned} \quad (4-41)$$

式中， $i_1$ 、 $n_1$ 、 $h_1$  分别为线圈  $L_1$  的电流、匝数和线圈高度。

由以上分析可知，磁感应强度径向分量  $B$  只与结构参数有关，即当线圈  $L_1$  的半径  $r_1$ 、高度  $h_1$  给定时，任意一点  $P(\rho, z)$  处的磁感应强度径向分量  $B$  与电

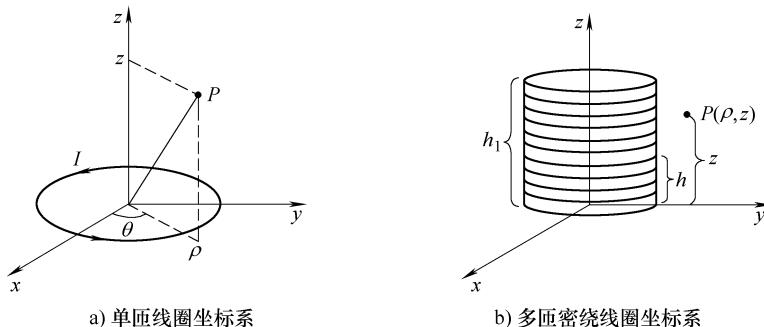


图 4-43 磁场分析所用柱坐标系

流  $i_1$  成正比。

式(4-41)中含有第一类和第二类完全椭圆积分，解析计算较为复杂，为进一步分析线圈  $L_1$  的径向磁场分布特性，得出更简洁的数学描述，可采用数值方法。以实际设计的样机参数为例，线圈  $L_1$  的直径为 30mm，长度为 96mm，并设电流  $i_1$  为 1(归一化)，以线圈轴线为中心，在线圈  $L_1$  长度范围内计算  $\rho = 50\text{mm}$  处的径向磁场，沿线圈  $L_1$  的轴向考察三个区间的情况：① $0 \leq z \leq 10\text{mm}$ ；② $38\text{mm} \leq z \leq 58\text{mm}$ ；③ $86\text{mm} \leq z \leq 96\text{mm}$ 。

为简化机构的分析模型，可采用一元线性回归分析，获得上述轴向区间内磁感应强度径向分量  $B$  与轴向距离  $z$  之间的简单数值关系。

设三个区间的回归函数形式均为  $B = a + bz$ 。由于对称性，对于两个端部区间只考察  $0 \leq z \leq 10\text{mm}$  区间即可。

(1)  $0 \leq z \leq 10\text{mm}$  区间

$$a_0 = -3.704 \times 10^{-5}, b_0 = 1.2024 \times 10^{-3}, \text{ 相关系数 } \gamma_0 = 0.98729, \text{ 即} \\ B = -3.704 \times 10^{-5} + 1.2024 \times 10^{-3}z \quad (0 \leq z \leq 0.01) \quad (4-42)$$

(2)  $38\text{mm} \leq z \leq 58\text{mm}$  区间

$$a_1 = -1.3058 \times 10^{-5}, b_1 = 2.7175 \times 10^{-4}, \text{ 相关系数 } \gamma_1 = 0.99984, \text{ 即} \\ B = -1.3058 \times 10^{-5} + 2.7175 \times 10^{-4}z \quad (0.038 \leq z \leq 0.058) \quad (4-43)$$

由式(4-42)、式(4-43)及相关系数表明，在线圈  $L_1$  的轴向长度范围内，两个端部及中间区域的  $B$  与  $z$  线性相关度很高，可近似认为其与轴向距离  $z$  成线性关系。

## 2. 运动过程中穿过线圈 $L_2$ 的总径向磁场

该机构的精确分析涉及电磁耦合、机械运动等问题，是一个变参数的非线性系统，一般需进行复杂的电磁场计算。但根据 4.2.3.2 节“1. 线圈  $L_1$  产生的径向磁场”的分析，线圈  $L_1$  产生的磁场径向分量具有对称性(关于  $z = h_1/2$  对称，但符号相反)，且在两个端部及中间区域的径向磁场分布可线性化处理，这使得分析大为简化。如图 4-44 所示，点划线框代表组成线圈  $L_2$  的两个反向串联的线圈  $b$  与  $c$  所处位置，其初始位置分别位于图 4-40 所示线圈  $L_1$  的上端部和中线。

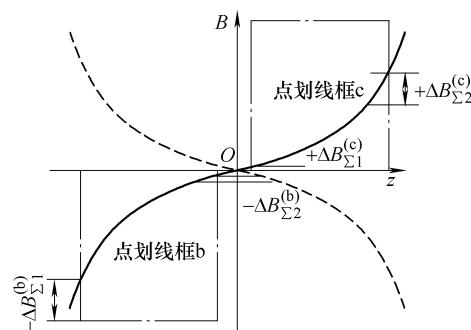


图 4-44 运动时垂直穿过线圈  $L_2$  的径向磁场变化

考虑到组成  $L_2$  的两个线圈 b、c 的绕向相反，对式(4-41)积分可得到穿过线圈  $L_2$  的磁场径向分量总和为

$$\begin{aligned} B_{\Sigma} &= -B_{\Sigma}^{(b)} + B_{\Sigma}^{(c)} = - \int_{h_{bl}}^{h_{b2}} B dz + \int_{h_{cl}}^{h_{c2}} B dz \\ &= i_1 \left( \int_{h_{bl}}^{h_{b2}} \left( \int_0^{h_1} \left\{ \frac{\mu_0 n_1}{2\pi\rho h_1} \frac{z-h}{[(R+\rho)^2 + (z-h)^2]^{1/2}} \right\} dh \right) dh \right. \\ &\quad \left. + \int_{h_{cl}}^{h_{c2}} \left( \int_0^{h_1} \left\{ \frac{\mu_0 n_1}{2\pi\rho h_1} \frac{z-h}{[(R+\rho)^2 + (z-h)^2]^{1/2}} \right\} dh \right) dh \right) \right) dz \end{aligned} \quad (4-44)$$

式中， $B_{\Sigma}$  表示穿过线圈  $L_2$  的磁场径向分量总和；上标(b)、(c)分别对应于组成  $L_2$  的线圈 b 和 c； $h_{bl}$ 、 $h_{b2}$  与  $h_{cl}$ 、 $h_{c2}$  分别为线圈 b、c 的上下两端部的坐标值； $i_1$  为线圈  $L_1$  的电流； $n_1$ 、 $h_1$ 、 $K$ 、 $E$ 、 $k^2$  的意义同式(4-41)。

运动时，穿过线圈 b、c 的磁场径向分量的总变化量分别为

$$\Delta B_{\Sigma}^{(b)} = -\Delta B_{\Sigma 1}^{(b)} - \Delta B_{\Sigma 2}^{(b)} \quad (4-45)$$

$$\Delta B_{\Sigma}^{(c)} = +\Delta B_{\Sigma 1}^{(c)} + \Delta B_{\Sigma 2}^{(c)} \quad (4-46)$$

这里，下标 1、2 则表示线圈 b 或 c 的上、下两端部。

鉴于磁场分布的对称性，以及对螺线管两个端部及中间区域磁场的线性化处理，则有如下关系：

$$\Delta B_{\Sigma 1}^{(b)} = \Delta B_{\Sigma 2}^{(c)}, \Delta B_{\Sigma 2}^{(b)} = \Delta B_{\Sigma 1}^{(c)}$$

因此，可得运动时穿过  $L_2$  的磁场径向分量总变化量为  $\Delta B_{\Sigma}$ ，即

$$\Delta B_{\Sigma} = \Delta B_{\Sigma}^{(b)} + \Delta B_{\Sigma}^{(c)} = 0 \quad (4-47)$$

式(4-47)表明，由线圈  $L_1$  单位电流产生的垂直穿过线圈  $L_2$  的磁场径向分量总和  $B_{\Sigma}$ ，在运动过程中近似保持恒定，即式(4-44)中等号右边除去电流  $i_1$  外的定积分为常数，可记为  $C_e$ 。因此式(4-44)可改写为

$$B_{\Sigma} = i_1 C_e \quad (4-48)$$

### 3. 等效分析模型

根据能量守恒，系统向可动线圈输入的能量，即电磁力  $F(t)$  所做的功，转化为可动线圈的动能  $\frac{1}{2}mv^2$  和克服摩擦力  $f(t)$  等所做的消耗功。可动线圈  $L_1$  的受力分析如图 4-45 所示。

由图 4-45 可知， $ma = F(t) - f(t)$ ，其中  $m$  为可动线圈的等效质量。则速度为

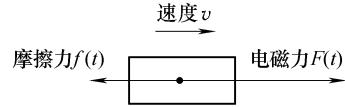


图 4-45 可动线圈  $L_1$  受力分析

$$v = \int_0^t \frac{F(t) - f(t)}{m} dt \quad (4-49)$$

当线圈密绕时,  $L_2$ (包括线圈 b 和 c)所受电磁力可用下式表示为

$$F(t) = \int B l_2 \frac{n_2 i_2}{h_2} dz = \frac{i_2 n_2 l_2}{h_2} \int B dz = \frac{i_2 n_2 l_2}{h_2} B_z \quad (4-50)$$

式中,  $i_2$ 、 $n_2$ 、 $h_2$ 、 $l_2$  分别为  $L_2$  的电流、匝数、长度以及每匝线圈的周长;  $B$ 、 $B_z$  的意义分别与式(4-41)、式(4-48)相同。

将式(4-48)代入式(4-50), 可得

$$F(t) = \frac{i_2 n_2 l_2}{h_2} i_1 C_e$$

由于线圈  $L_1$  和  $L_2$  通入同一电流, 即  $i_1 = i_2 = i$ , 则

$$\begin{cases} F(t) = \frac{i^2 n_2 l_2}{h_2} C_e = i^2 k \\ k = \frac{n_2 l_2 C_e}{h_2} \end{cases} \quad (4-51)$$

$k$  是一个只与机构拓扑结构有关的常数, 为此, 将其定义为线圈  $L_1$  和  $L_2$  的空间相互作用系数。若线圈的运动速度为  $v$ , 则电磁功率为

$$p(t) = i^2 k v \quad (4-52)$$

空间相互作用系数的定义表明, 针对该种机构, 其运动过程的电磁力与电流的二次方成正比, 即线圈  $L_1$  和  $L_2$  之间的耦合关系可用一个常数来简单表示, 而其值可根据机构的几何拓扑经计算事先得到, 这大大简化了由电磁场来计算复杂电磁耦合关系的过程, 为机构参数的优化、机构控制器的设计以及运动过程的实时控制提供了理论基础。

将式(4-52)的表达式与一般电阻功率表达式对比可知, 机构的运动特性可用一个等效电阻来表示, 即

$$R' = kv \quad (4-53)$$

该机构的运动行程与螺线管长度相比一般较短, 如实验样机, 其行程(5.5mm)只占线圈总长度(96mm)的5.7%; 再者, 该机构中线圈 b、c 与线圈 a 的空间布置属于差动结构, 因此,  $L_1$  与  $L_2$  之间的总电感  $L$  在整个运动过程中变化不大, 实测结果也证实了这一点。后文计算时取最大电感和最小电感的平均值。

由于该机构的动态模型可简化为一个与速度大小成正比的电阻  $R' = kv$ , 因此, 当由电容放电回路来提供机构的驱动电流时, 其过程可用一个  $R-L-C$  放电回路来描述, 如图 4-46 所示。其中,  $R$ 、 $L$ 、 $C$  分别表示放电

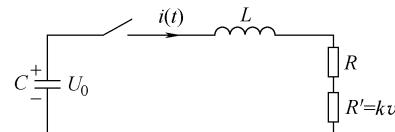


图 4-46 机构运动的等效分析电路

回路电阻、电感及电容,  $i(t)$  为回路的放电电流,  $U_0$  为放电电容的初始电压。

令  $R_\Sigma = R + R' = R + kv$ , 并根据  $u_L = L \frac{di}{dt}$ , 由图 4-46 可得回路微分方程为

$$U_0 = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + L \frac{di(t)}{dt} + (R + kv) i(t) \quad (4-54)$$

式中, 速度  $v$  由式(4-49)确定。计算时, 对式(4-49)和式(4-54)进行离散化, 可得到数值方程组(4-55), 由此可求解该电磁机构的运动特性。

$$\begin{cases} i_{n+1} = \frac{1}{\Delta t/C + L/\Delta t + R + kv_n} \left( U_0 - \frac{1}{C} \sum_{p=1}^n i_p \Delta t + L \frac{i_n}{\Delta t} \right) \\ v_{n+1} = \frac{1}{m} \sum_{p=0}^n (ki_p^2 - f_p) \Delta t \end{cases} \quad (4-55)$$

#### 4.2.3.3 数值仿真与样机实验

根据前文建立的电磁机构数学模型, 针对具体设计的实验样机进行仿真计算。具体机构参数如下:

线圈 a(组成线圈  $L_1$ )的直径为 30mm, 长度为 96.2mm; 线圈 b、c(组成线圈  $L_2$ )的直径为 50mm, 长度均为 37mm; 线圈及回路总电感的最大、最小、平均值分别为  $20.7\mu\text{H}$ 、 $19.7\mu\text{H}$ 、 $20.2\mu\text{H}$ ; 回路总电阻为  $0.16\Omega$ , 放电电容为  $190\mu\text{F}$ ; 可动线圈的等效质量为  $280\text{g}$ ; 运动行程为  $5.5\text{cm}$ ; 实验测得摩擦力约为  $1.1\text{N}$ 。

##### 1. 仿真结果

根据式(4-51)可求得机构的空间相互作用系数  $k = 5.192 \times 10^{-5}$ , 测得回路电感平均值为  $20.2\mu\text{H}$ 。将机构的其他相关参数代入方程组(4-55), 可得到如下仿真计算结果:  $U_0 = 3000\text{V}$  时, 完成  $5.5\text{mm}$  行程约需要  $5.75\text{ms}$ , 其电流、运动速度和行程波形分别如图 4-47 ~ 图 4-49 所示;  $U_0 = 4000\text{V}$  时, 完成  $5.5\text{mm}$  行程约需要  $3.28\text{ms}$ , 其电流、运动速度和行程波形分别如图 4-50 ~ 图 4-52 所示。

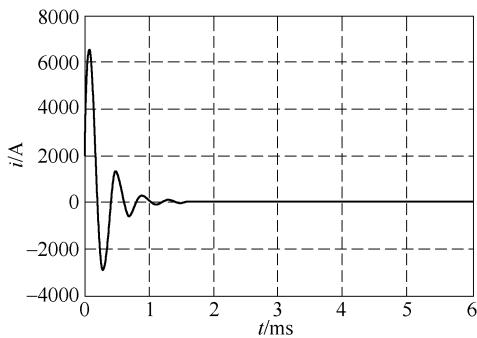


图 4-47 电容电压  $3000\text{V}$  时的驱动电流

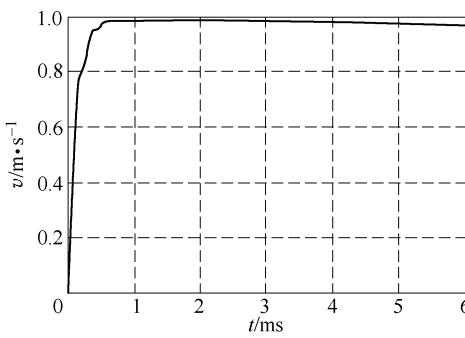


图 4-48 电容电压  $3000\text{V}$  时的运动速度

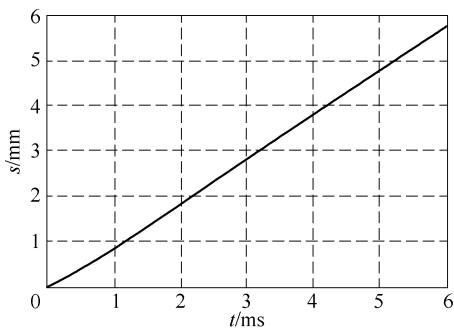


图 4-49 电容电压 3000V 时的行程变化

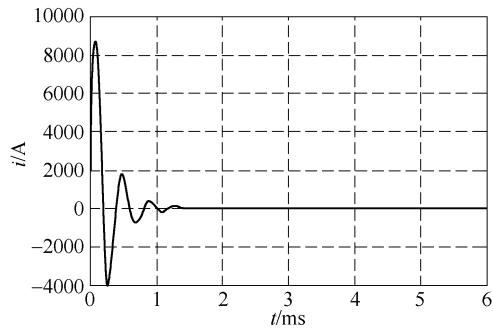


图 4-50 电容电压 4000V 时的驱动电流

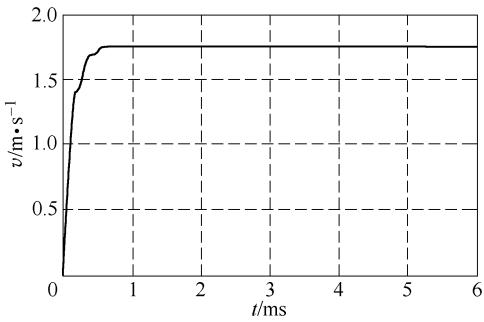


图 4-51 电容电压 4000V 时的运动速度

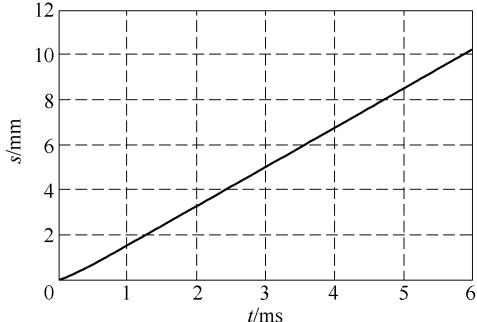


图 4-52 电容电压 4000V 时的行程变化

## 2. 实验结果

设计的样机实物和实验测试平台如图 4-53 和图 4-54 所示，实验时测取电流波形和完成 5.5mm 行程所需的时间。主回路由充电电容、真空断路器、反绕嵌套螺线管式电磁机构、分流器组成。电压由电容式分压器进行测量；电流测量



图 4-53 新型电磁机构的实验样机

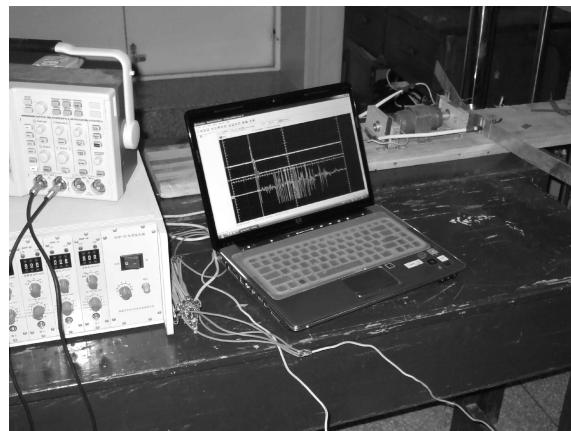
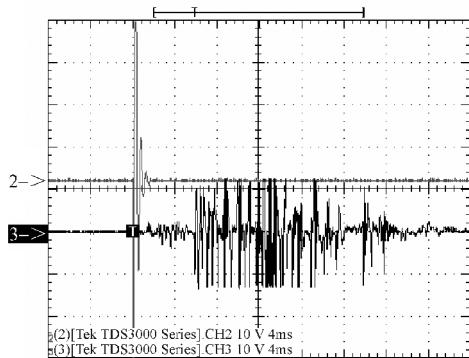
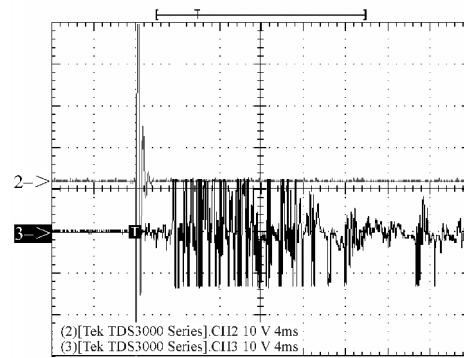


图 4-54 新型电磁机构的测试平台

由分流器完成；而行程时间  $T$ ，则采用 YD-81 振动传感器测量机构的起始碰撞时刻来间接确定。

$U_0 = 3000V$  时，完成 5.5mm 行程约需要 5.82ms，其放电电流(标识 2)和振动信号波形(标识 3)如图 4-55 所示； $U_0 = 4000V$  时，完成 5.5mm 行程约需要 3.34ms，其放电电流(标识 2)和振动信号波形(标识 3)如图 4-56 所示。

图 4-55 电容电压 3000V 时的放电  
电流及振动信号图 4-56 电容电压 4000V 时的放电  
电流及振动信号

仿真与实验结果的对比见表 4-8 ~ 表 4-10，放电电流峰值的最大相对误差在 10% 左右，运动时间的相对误差在 2% 以内。表 4-9 和表 4-10 中的数据，是从放电起始算起的共 7 个波峰和波谷值的对比。究其误差来源，主要来自于简化模型本身的误差、实验测量误差以及机构运动过程中摩擦力引入的误差等。但这些误差很小，仿真与实验结果能够较好地吻合，表明所建立的结构数学模型是正确有效的。

表 4-8 行程时间对比

电容电压/V	仿真时间/ms	实验时间/ms	误差(%)
3000	5.75	5.82	1.2
4000	3.28	3.34	1.8

表 4-9 电容电压 3000V 时的电流峰值对比

峰值序号	仿真峰值/A	实验峰值/A	误差(%)
1	+6565	6414	+2.3
2	-2963	-2890	+2.5
3	-1339	-1306	+2.5
4	-605	-635	-4.9
5	+273	+246	+10
6	-123	-123	0
7	+55	+49	+11
平均绝对误差			4.7

表 4-10 电容电压 4000V 时的电流峰值对比

峰值序号	仿真峰值/A	实验峰值/A	误差(%)
1	8738	8031	+8.1
2	-3922	3605	+8.1
3	1760	+1639	+6.9
4	792	-812	-2.5
5	355	+355	0
6	-160	-153	+4.4
7	+72	+68	+5.5
平均绝对误差			5.1

#### 4.2.3.4 速度跟踪控制策略及仿真分析

若将可动线圈  $L_1$  和固定线圈  $L_2$  串联放电，则由式(4-51)可知，在运动过程中电磁力将一直保持正值，使机构始终处于加速状态，而无法进行减速。欲实现运动速度的跟踪控制，必须将可动线圈  $L_1$  和固定线圈  $L_2$  分别接入两个放电回路，以产生反向电流并形成减速电磁力。系统运动方程可由式(4-56)描述。

$$\begin{cases} u_e = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} + \left( i_1 \frac{\partial L_{11}}{\partial x} + i_2 \frac{\partial L_{12}}{\partial x} \right) dx \\ u_e = L_{22} \frac{di_2}{dt} + L_{21} \frac{di_1}{dt} + \left( i_2 \frac{\partial L_{22}}{\partial x} + i_1 \frac{\partial L_{21}}{\partial x} \right) dx \\ F_e = i_1 i_2 k \\ F_d = m \frac{dv}{dt} + F_z \end{cases} \quad (4-56)$$

式中,  $u_c$  为电容电压;  $i_1$ 、 $R_1$ 、 $L_{11}$  分别为可动线圈回路的电流、电阻、自感;  $i_2$ 、 $R_2$ 、 $L_{22}$  分别为固定线圈回路的电流、电阻、自感;  $L_{12}$ 、 $L_{21}$  分别为可动线圈与固定线圈的互感,  $L_{12} = L_{21}$ ;  $k$  为相互作用系数;  $F_e$  为电磁力;  $F_z$  为反力;  $x$ 、 $v$  分别为行程和速度。

根据前文对该机构拓扑的分析,  $L_{12} = L_{21} \approx 0$ ,  $\frac{\partial L_{11}}{\partial x} = 0$ ,  $\frac{\partial L_{22}}{\partial x} = 0$ ; 同时, 由

前述的分析, 易证明  $\frac{\partial L_{12}}{\partial x} = \frac{\partial L_{21}}{\partial x} = k$ 。因此, 式(4-56)可简化为

$$\begin{cases} u_c = L_{11} \frac{di_1}{dt} + i_2 kv + i_1 R_1 \\ u_c = L_{22} \frac{di_2}{dt} + i_1 kv + i_2 R_2 \\ F_e = i_1 i_2 k \\ F_e = m \frac{dv}{dt} + F_z \end{cases} \quad (4-57)$$

式(4-57)即为描述该型电磁机构的动态方程组, 据此可搭建其动态运动过程的仿真模型, 其中两个放电回路的耦合作用可分别用两个可控电压源等效, 固定线圈回路对可动线圈回路的耦合作用可等效为电压源  $u_{control21} = i_2 kv$ , 可动线圈回路对固定线圈回路的耦合作用可等效为电压源  $u_{control12} = i_1 kv$ 。

由于涉及两个放电回路, 则实现速度跟踪控制的主回路方案可有三种: ①  $L_1$  和  $L_2$  分别接入两个单相 H 桥式主回路, 由各自的放电电容进行放电; ② 其中一个接入单相 H 桥式主回路, 另外一个接入自由放电回路, 分别由各自的放电电容进行放电; ③  $L_1$  和  $L_2$  所在主回路使用同一个放电电容, 其中一个回路为单相 H 桥式主回路, 另外一个为自由放电回路。

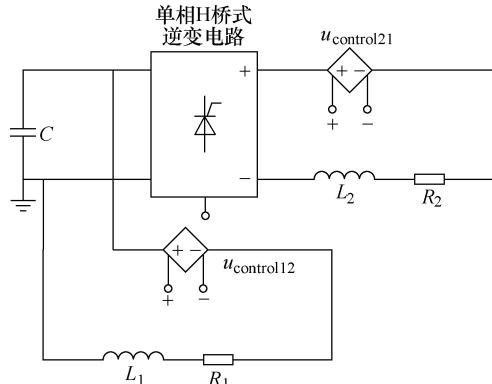


图 4-57 速度跟踪控制主回路原理图

为降低控制复杂性并减少主回路器件数量, 选用第三种控制方案, 如图 4-57 所示。图中,  $L_1$  为可动线圈,  $R_1$  为  $L_1$  的回路电阻;  $L_2$  为固定线圈,  $R_2$  为  $L_2$  的回路电阻;  $C$  为放电电容。

根据前文的理论分析与建模方法, 基于 PSIM 构建了该型电磁机构分闸运动特性的控制仿真系统, 如图 4-58 所示。

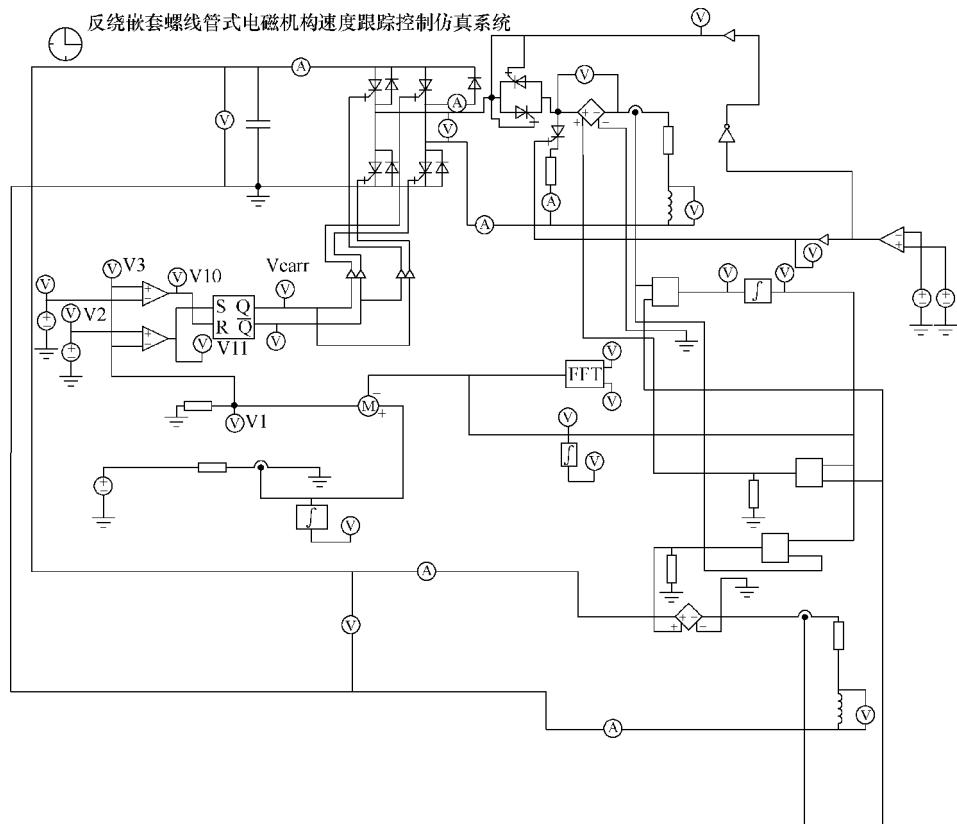


图 4-58 反绕嵌套螺线管式电磁机构的动态特性仿真系统

设给定的真空开关分闸运动最优速度曲线如图 4-59 所示，以此作为电磁机构的速度跟踪控制目标。仿真时参数设计为：运动部分质量  $m = 1\text{kg}$ ，运动

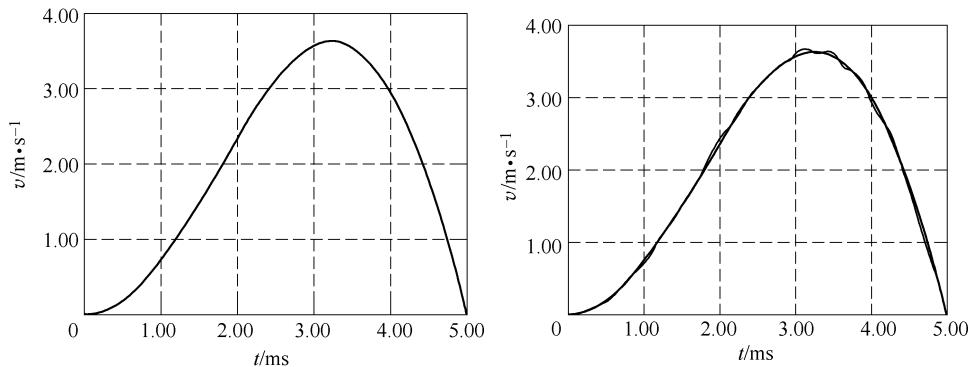


图 4-59 给定的分闸运动速度曲线

图 4-60 给定与实际运动速度曲线的比较  
(波动曲线为实际运动曲线)

行程为 10mm；放电电容  $C$  为  $10000\mu\text{F}$ ，充电电压为  $800\text{V}$ ； $L_1$  直径为  $5.2\text{cm}$ ，长度为  $8\text{cm}$ ，线圈匝数为 80，其回路电感为  $210\text{mH}$ ，电阻为  $0.11\Omega$ ；组成  $L_2$  的两个反绕线圈直径为  $4.4\text{cm}$ ，单个长度为  $3\text{cm}$ ，单个线圈匝数为 30，其回路总电感为  $100\text{mH}$ ，电阻为  $0.07\Omega$ 。

以图 4-59 所给定的速度曲线作为参考目标，利用图 4-58 构建的仿真系统，对电磁机构的动作特性进行仿真分析，结果如图 4-60 ~ 图 4-63 所示。

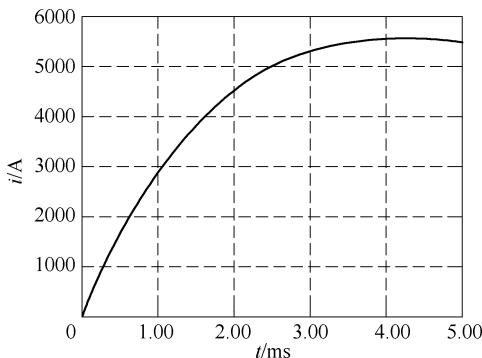
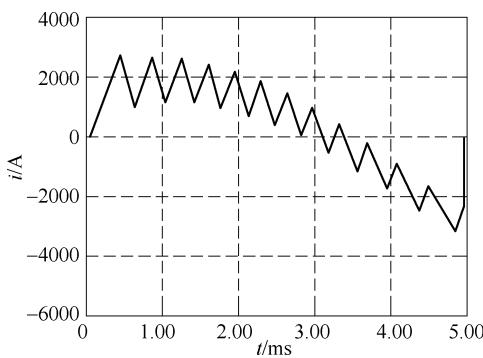
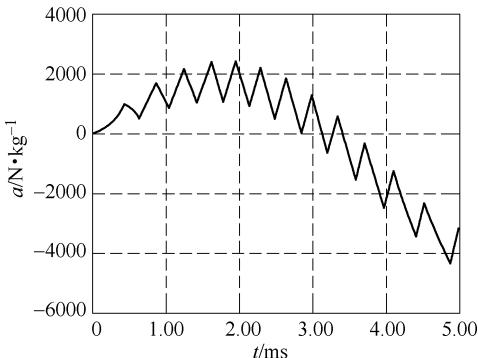
图 4-61 线圈  $L_1$  回路放电电流曲线图 4-62 线圈  $L_2$  回路受控放电电流曲线

图 4-63 机构运动加速度曲线

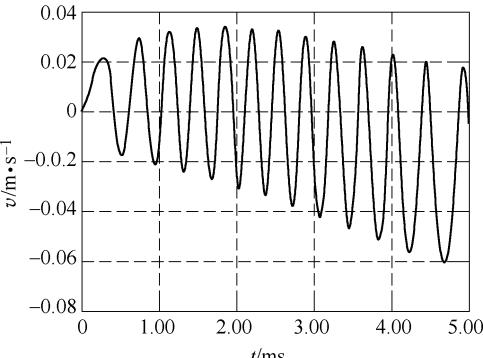


图 4-64 机构运动速度跟踪控制的误差曲线

由仿真结果可知，为提高机构的动作快速性，需提供较大的脉冲电磁力；同时，为实现速度的最优跟踪控制，亦需在运动过程中通过控制  $L_1$  线圈的主回路将该回路电流反向，以提供机械缓冲所需的较大脉冲电磁力。

机构运动结束时线圈内仍有较大的剩余电流，倘不采取有效措施释放电能量，则会造成触头在反向电磁力的作用下产生更大反弹，甚至可能导致分闸失败。因此，临近运动结束时，提前控制线圈放电回路导通，以快速释放能量使电流到零，并充分利用双稳弹簧在半行程后变阻力为驱动力的特点，可解决该极短过程的电磁缓冲问题，具体可参见图 4-62 和图 4-63 所示曲线的末端。仿

真结果还表明，倘采取 4.2.2 节中所述策略，在 4.9ms 时触发串联有  $400\Omega$  电阻的放电旁路导通，则行程结束时动触头的运动速度可以控制到很小值，小于  $0.1\text{m/s}$ 。此时触头的残余动能较小，约为  $0.025\text{J}$ ，几乎不会发生碰撞。整个过程中速度跟踪控制的效果较好，速度跟踪最大误差约为  $0.06\text{m/s}$ ，如图 4-64 所示。

#### 4.2.3.5 小结

基于螺线管线圈边缘电磁场的相互作用，提出了一种新型电磁机构的空间拓扑，并研制了实验样机。针对该电磁机构的磁场分布情况，证明可利用安培力公式来简化电磁力的计算过程，大大简化了数学分析模型；提出空间相互作用系数的定义，来描述可动线圈  $L_1$  和固定线圈  $L_2$  之间的耦合关系，为该电磁机构的优化设计和运动过程的实时控制奠定了理论基础。

仿真计算与样机实验结果符合较好，表明所建数学分析模型的有效性。

### 4.3 快速电磁式操动机构动态特性比较

#### 4.3.1 材料与结构

##### 4.3.1.1 材料比较

对于电磁铁、配永磁体的电磁机构以及音圈电机式电磁机构，其主要材料为铁心、永磁体和铜质导线。永磁材料能长期保持其剩磁，又具有较高的矫顽力，能够经受不太强的外加磁场(即远低于矫顽力)干扰。就目前永磁材料性能和加工工艺状况而言，我国已能制造强剩磁、形状复杂的永磁体。永磁体在低频工况下的相对磁导率接近于 1，可以大大降低回路电感。然而，对于永磁材料，仍然存在诸如稳定性的问题，它主要包括以下几个方面：热稳定性、化学稳定性、磁稳定性和时间稳定性等。

由于电磁机构动作时间很短，发热较少，对永磁材料的热稳定性影响不大；而且机构运行环境一般为正常环境，无酸、碱等恶劣因素，其化学稳定性基本不受影响。但在该类机构中，永磁体工作在较强的磁场中，可能发生可逆去磁，倘反向磁场较大则可能造成不可逆去磁；而且，即使不受周围环境或其他外界因素影响，永磁体磁性能也会随时间而变化。也就是说，永磁材料具有时效性，具有一定的寿命。

铁心等软磁材料容易磁化和退磁，且具有很高的磁导率，可以起到很好的聚集磁力线的作用，是良好的导磁材料。就常用的硅钢片而言，它具有常用软磁材料中最高的饱和磁感应强度( $2.0\text{T}$  以上)，可有很高的工作点(如工作磁感应强度值为  $1.5\text{T}$ )。但是，硅钢片在常用的软磁材料中铁损也是最大的，为防止

铁心因损耗太大而发热，它的使用频率不高，一般只能工作在 20kHz 以下。坡莫合金的饱和磁感应强度一般在 0.6 ~ 1.0T 之间，但坡莫合金的生产过程比较复杂。软磁铁氧体的饱和磁感应强度很低（0.5T 以下），但磁导率比较高，而且电阻率很高（因为铁氧体是由很小的颗粒压制而成的，颗粒之间的接触不好，所以导电不佳），因此，非常有利于降低涡流损耗。软磁铁氧体的饱和磁感应强度低，一般在很高的频率（MHz 以上）使用，而不适于在低频使用。

铜作为最为常用的导电体，在使用时主要考虑其载流能力，一般在计算载流量时都是按照发热来考虑的。铜导线产生的热量为  $W = \int_0^t i^2 R dt$ ，即除了电流外，主要取决于电阻和时间。目前的电磁机构运动时间短，发热相对较少，温升不大。

#### 4.3.1.2 结构比较

目前常用的电磁机构，如电磁铁、配永磁体的电磁机构等，以及前文述及的四种电磁机构（包括电动机操动机构），在结构上各有特点。

**电磁铁：**固定线圈通电产生工作磁场，通过静铁心提供的磁路磁化动铁心，产生电磁吸力。在结构上需要铁心提供导磁回路，该回路的截面积及大小决定了磁饱和程度以及涡流大小等，并决定了机构的总重量。

**配永磁体的电磁机构：**该机构的拓扑结构与传统电磁铁相仿，只是增加了永磁体作为机构稳态时的保持力。除了电磁铁的特点外，永磁体的大小决定了稳态保持力的大小以及机构的动态特性。

**旋转永磁电动机机构：**其结构与其他用途的旋转永磁电动机无异，只是由于旋转运动，需要将转动通过机械装置转换为直线运动。虽然目前已有直线电动机作为动力机构应用于断路器，但是其结构亦需铁心提供导磁回路，并需要永磁提供磁场，存在与上述机构同样的问题。

**音圈电机式电磁机构：**该机构是在传统音圈电机结构的基础上，利用永磁材料较低的相对磁导率而设计的一种电磁机构。它除了需要铁心和永磁之外，拓扑上还有一个特点，即利用上下对称的导磁回路，建立差动式运动电感补偿结构，目的是保持运动过程中的电感基本不变，简化分析模型，利于实现可控性。

**盘状推斥型电磁机构：**结构简单，由合闸线圈、分闸线圈和铜盘（或者可动线圈）组成直线式电磁机构，其空间布置为同轴串联。由于没有铁心提供导磁回路，因此不存在磁饱和问题。

**反绕嵌套螺线管式电磁机构：**结构简单，空间布置为同轴串联，其他特点与盘状推斥型电磁机构类似。

#### 4.3.2 电磁力灵敏度评价指标

针对传统电磁机构拓扑的评价指标大都为静态指标，难以对运动过程进行

定量评估。以快速性和可控性为基本特征的新型电磁机构，需要基于新的评价手段来研究其动态特性。选取能反映电磁机构动态性能的变量，提出更加合理的评价参数，并重点对三种电磁机构进行分析比较。

#### 4.3.2.1 电磁力灵敏度分析

文献 [2] 中指出，电磁机构一般利用其额定功率，即  $P = I^2 R$  来衡量其灵敏度。该指标仅从机构动作所需能量的角度考虑，而无法反映动作过程中电磁系统对机械系统的控制敏感性。实际上，磁通、电磁力、速度等诸多参数皆可从不同角度描述电磁机构的运动过程，而且这些参数之间是相互关联的。由灵敏度分析理论可知，只要选取这些相互关联参数中的某一个来讨论电磁机构的灵敏度问题，即可保持所得结论的一般性。从运动学角度分析电磁机构，可得出其基本运动方程为

$$\left\{ \begin{array}{l} F_e - F_L = m \frac{dv}{dt} \\ T_e - T_L = J \frac{dw}{dt} \end{array} \right. \quad (4-58a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} F_e - F_L = m \frac{dv}{dt} \\ T_e - T_L = J \frac{dw}{dt} \end{array} \right. \quad (4-58b)$$

式中，式 (4-58a) 对应直线运动，式 (4-58b) 对应旋转运动，本质上这两个公式是一致的，只是反映的运动形式不同； $F_e$ 、 $F_L$ 、 $m$ 、 $\frac{dv}{dt}$  分别对应直线运动系统的电磁力、阻力、运动部分的质量与加速度； $T_e$ 、 $T_L$ 、 $J$ 、 $\frac{dw}{dt}$  分别对应旋转运动系统的电磁力矩、阻力矩、旋转部分的惯量与加速度。

从式 (4-58) 中可以看出，由机构电磁系统产生的电磁力作为驱动，可直接改变机构的运动状态，而对电磁机构而言，控制了电磁力也就等于控制了动力系统。因此，分析电磁力的灵敏度，可以反映机构的动态性能，对设计和控制电磁机构具有重要意义。

电磁力灵敏度问题，需要针对不同的电磁机构拓扑形式进行具体分析，但基本的计算公式共有两种：一种是麦克斯韦电磁力公式，另一种是安培力公式。对于作为众多电磁机构基础的电磁铁，在不考虑磁饱和时，其电磁力可依据麦克斯韦电磁力公式得到，即  $F = \frac{1}{2} (iN)^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2}$ ，其中， $F$  为电磁力， $i$  为线圈电流， $N$  为线圈匝数， $S$  为动铁心截面积， $\delta$  为气隙长度；而安培力由公式  $F = Bil$  进行计算；前者与电流的二次方  $i^2$  成正比，后者与电流的一次方  $i$  成正比。因此，可将电磁力的计算形式归结为两类：一类为电流二次方的函数，另一类为电流一次方的函数。为分析方便，将电磁力灵敏度系数也分为两类。

第一类描述  $F$  与  $i^2$  之间的关系，即

$$c_1 = \frac{\partial F}{\partial (i^2)} \quad (4-59)$$

定义  $c_1$  为第一类电磁力灵敏度系数，它反映了电磁力对电流二次方的敏感度，即某种电磁机构要产生一定的电磁力所需电流二次方的大小。对于电磁铁， $c_1 = \frac{\partial F}{\partial(i^2)} = \frac{N^2\mu_0S}{2\delta^2}$ ，该系数与运动行程  $\delta$  的二次方成反比。

第二类描述  $F$  与  $i$  之间的关系，即

$$c_2 = \frac{\partial F}{\partial i} \quad (4-60)$$

定义  $c_2$  为第二类电磁力灵敏度系数，它反映了电磁力对电流的敏感度，即某种电磁机构要产生一定的电磁力所需电流的大小。

如果仅从电磁力公式来看，当电磁铁的可动部分运动到行程末段，即  $\delta$  趋于零时，该灵敏度系数将趋于无穷大，机构变为不可控，即微小的电流变化都会引起电磁力的无限大变化。即使受铁心饱和特性的影响，即在行程末段磁感应强度近似为常数，也会使电磁力变为不可控。因此，灵敏度系数除了能反映结构参数外，还反映了系统的动态特性及系统的可控性。实际上，电磁铁的运动过程还可从控制理论角度进行分析，如图 4-65 所示。

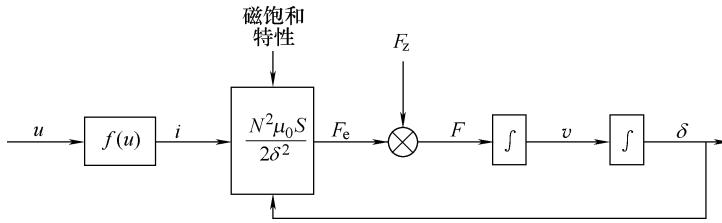


图 4-65 电磁铁传动系统框图

图 4-65 中， $u$  为电源电压， $i$  为线圈电流， $f(u)$  为描述机构电流与电压关系的函数， $F_z$  为反力， $F_e$  为电磁力， $F$  为可动部分受到的合力， $v$  为运动速度， $\delta$  为行程。

由图 4-65 可知，电磁力  $F_e$  增大，导致合力  $F$  增大，使得行程  $\delta$  减小，而  $\delta$  减小又会导致电磁力  $F_e = i^2 \frac{N^2\mu_0S}{2\delta^2}$  增大，最终导致合力  $F$  增大。由此可见，如果不考虑饱和问题，电磁铁机构本质上构成了一个正反馈系统，这将最终导致运动过程的不可控。灵敏度系数  $c_1 = \frac{N^2\mu_0S}{2\delta^2}$  与行程的二次方成反比，是致使该机构成为正反馈的主要原因。

另一方面，假设某电磁机构是关于行程的负反馈系统，即当电磁力  $F_e$  增大时，导致合力  $F$  增大，使得行程  $\delta$  减小，而  $\delta$  减小又会导致电磁力  $F_e$  增大，最终导致合力减小，也会造成在行程  $\delta$  很小时，其灵敏度系数很小而使得系统仍不可控。

因此，设计合理的电磁机构，使其本身不致形成正、负反馈系统，或者使

其电磁力灵敏度系数基本保持不变，是实现电磁机构可控的一个前提条件。

### 4.3.2.2 电磁力灵敏度比较

对电动机机构而言，目前已经形成一套成熟完整的分析方法，下面将不再对其电磁力灵敏度进行分析，而主要针对盘状推斥型、音圈电机式和反绕嵌套式电磁机构进行电磁力灵敏度的比较分析。

#### 1. 盘状推斥型电磁机构

铜盘—线圈式推斥型机构的电磁力，可由 4.2.1 节中式 (4-21) 得到，即  $F_e = \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} i_0 i_{1p} \frac{dM_{mp}}{dx}$ 。式中，电磁力不仅与线圈电流  $i_0$  有关，还与铜盘感应涡流  $i_{1p}$  有关，无法根据前文的定义进行电磁力灵敏度分析。实际上，由式 (4-17) 可知，该感应涡流与线圈电流有确定的函数关系，但较为复杂。为方便起见，以线圈—线圈式推斥型电磁机构为例进行分析。将铜盘换成可动线圈，并将固定线圈和可动线圈串联，则电磁力计算公式变为

$$F_e = i_0^2 \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} \frac{dM_{mp}}{dx} \quad (4-61)$$

式中， $i_0$  为串联后流过两个线圈的电流，其他符号含义与式 (4-21) 一致。

根据式 (4-59) 的定义，电磁力灵敏度系数为

$$c_1 = \frac{\partial F}{\partial (i_0^2)} = \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} \frac{dM_{mp}}{dx} \quad (4-62)$$

由式 (4-62) 可知，该机构的电磁力灵敏度系数，为两个盘状线圈中每匝互感  $M_{mp}$  对其相对距离  $x$  的导数之和。若参考第 2 章给出的结构参数，将固定线圈与可动线圈的半径均取 39mm，经计算得其灵敏度曲线如图 4-66 所示，最大值约为  $c_1 = 5.2 \times 10^{-4}$ 。

由图 4-66 可知，该机构的电磁力灵敏度为时变曲线，且在运动开始，即两个盘状线圈相距很近时，灵敏度很高，而随着运动距离的增加，灵敏度越来越低。正如 4.3.2.1 节中的分析，该型机构的灵敏度系数表明其本身为正反馈系统，这使得电流对电磁力的控制能力越来越小。

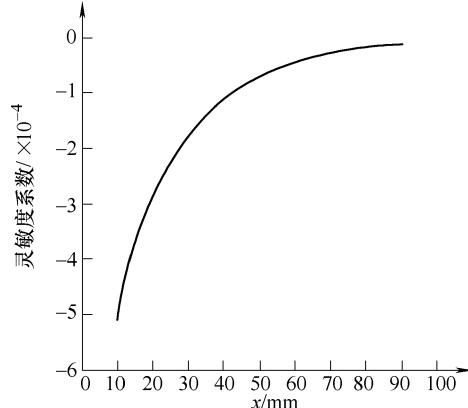


图 4-66 盘状推斥型电磁机构（线圈—线圈式）灵敏度曲线

## 2. 反绕嵌套螺线管式电磁机构

根据式(4-51)可知,该型机构的电磁力为 $F_e = i^2 k$ ,其中, $k$ 为空间相互作用系数, $k = n_2 l_2 C_e / h_2$ ,其他符号含义同式(4-51)。由式(4-59)求得其电磁力灵敏度系数为

$$c_1 = \frac{\partial F}{\partial (i^2)} = k \quad (4-63)$$

其灵敏度系数即为相互作用系数 $k$ ,等于常数。为便于比较,根据盘状推斥型电磁机构(线圈—线圈式)的参数,保持用铜量和电阻一致,取内线圈直径为44mm,外线圈直径为52mm,则可做成单匝线圈截面为1mm×10mm共8匝、线圈高度为80mm的反绕嵌套螺线管式电磁机构。利用4.2.3节提出的相互作用系数计算方法,可以得到该型电磁机构的灵敏度系数为 $c_1 = k = 2.56 \times 10^{-4}$ ,约为盘状推斥型电磁机构(线圈—线圈式)灵敏度系数最大值的一半,但在运动过程中保持不变,因此利于实现该机构动态过程的优化分析与控制。

以上两型电磁机构的灵敏度系数都比较小,其主要原因是没有导磁铁心,磁场的利用率较低,但可通过参数优化以提高灵敏度系数。

## 3. 音圈电机式电磁机构

根据4.2.2节中式(4-37b),可得该型机构的电磁力为 $F_e = Bl$ ,由定义式(4-60)得到其电磁力灵敏度系数为

$$c_2 = \frac{\partial F}{\partial i} = Bl \quad (4-64)$$

式中, $B$ 、 $l$ 含义同式(4-37b)。

为便于比较,取与上反绕嵌套式电磁机构相同的参数,且取 $B = 1\text{T}$ ,则其灵敏度系数为 $c_2 = Bl \approx 1.2$ 。该数值与其他两种电磁机构相比较大,原因是该型机构在拓扑上能更加有效地利用铁心约束磁场,但因存在磁饱和现象,限制了驱动电流的提高。

根据式(4-59)和式(4-60),具有两类灵敏度系数的电磁机构电磁力分别为 $F_{e1} = i^2 c_1$ 和 $F_{e2} = i c_2$ 。假设该两类电磁机构的电流保持一致,则令 $F_{e1} \leq F_{e2}$ ,得到

$$i^2 c_1 \leq i c_2 \quad (4-65)$$

求解式(4-65)可得

$$F_{e2} \geq F_{e1} \quad |i| \subseteq \left(0, \frac{c_2}{c_1}\right) \quad (4-66)$$

由式(4-66)可知,理想情况下,电流绝对值在 $(0, c_2/c_1)$ 区间内,则第二类电磁机构电磁力的绝对值大于第一类机构,但电流的提高同时也会受到机构

材料的限制，因此，实际进行拓扑设计时需综合考虑各种影响因素，以获得符合设计要求的电磁机构拓扑。另外，对同一类型的电磁机构，灵敏度系数越大，说明同样大小的电流产生的电磁力越大，控制愈加灵敏。

根据上述基于电磁力灵敏度系数的具体分析，针对三种拓扑类型的结果见表 4-11。表中的数值大小，是在保持线圈用铜量和电阻一致的情况下得出的，具体可参见 4.3.2.2 节的正文内容。

表 4-11 三种拓扑类型的电磁力灵敏度比较

型式	盘状推斥型	反绕嵌套式	音圈电机式
电磁力公式	$F_{e1} = i_0^2 \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} \frac{dM_{mp}}{dx}$	$F_{e1} = i^2 k$	$F_{e2} = Bl$
灵敏度公式	$c_1 = \sum_{m=1}^{N_0} \sum_{p=1}^{N_1} \frac{dM_{mp}}{dx}$	$c_1 = k$	$c_2 = Bl$
与电流关系	与电流二次方成正比	与电流二次方成正比	与电流一次方成正比
灵敏度变否	变量	常数	常数
数值大小	$c_1 = 5.2 \times 10^{-4}$ ①	$c_1 = 2.56 \times 10^{-4}$	$c_2 = 1.2$
可控性	差	好	好
影响因素	结构参数、两个盘状线圈的距离	结构参数	结构参数、磁饱和、永磁去磁

① 为该型机构灵敏度系数最大值。

### 4.3.3 拓扑结构的统一性分析

对于盘状推斥型电磁机构和反绕嵌套螺线管式电磁机构，其拓扑结构中均无铁心和永磁体，而由固定线圈和可动线圈组成，且其周围磁介质为各向同性、磁导率为  $\mu_0$  的空气，无磁化磁场，满足叠加原理，便于进行磁场计算。

#### 4.3.3.1 拓扑分析

首先分析单匝固定线圈通入电流后产生的磁场分布，如图 4-67 所示。在该磁场空间分布着均符合毕奥萨伐尔定律的闭合磁力线，这使得具有一定空间尺寸的线圈表面具有较大的径向 ( $x$  方向) 磁场分量。根据安培定律，处在固定线圈的上方 (下方) 或者外侧且与线圈平行的通流导线均会受到轴向 ( $y$  方向) 电磁力的

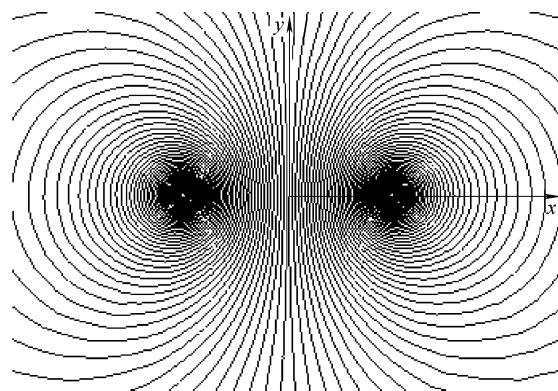


图 4-67 单匝线圈产生的磁场分布

作用。

进一步按两种情况分析多匝固定线圈：将单匝线圈沿径向（图 4-67 中  $x$  方向）增加匝数，形成水平嵌套的盘状线圈；沿轴向（ $y$  方向）增加匝数，形成垂直叠加的螺线管线圈。则可得到图 4-68、图 4-69 所示的径向磁场分布情况（以 3 匝为例）。

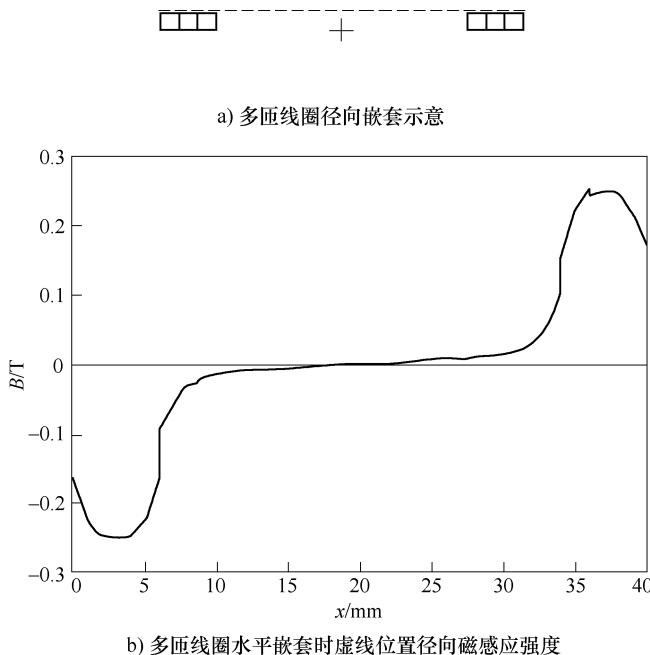


图 4-68 多匝线圈径向嵌套时径向磁场分布

由此可见，只要在多个单匝线圈径向嵌套形成的盘状固定线圈上侧或下侧，放置一个与之同样的盘状线圈，则该线圈会受到向上或者向下的电磁力作用；而对于多个单匝线圈轴向叠加形成的螺线管线圈，则不能直接在其外侧嵌套与之相同的螺线管。由图 4-69b 可知，在固定螺线管外侧产生的磁场径向分量以螺线管高度一半处为中心，上下对称且方向相反，因此，在其外侧嵌套两个绕向相反的线圈才能产生向上或者向下的电磁力，否则其电磁力合力将为零。

#### 4.3.3.2 计算方法分析

由第 4 章中式 (4-7) 和式 (4-8) 可知，两个单匝线圈之间的电磁力为  $F = i_0 i_1 \frac{dM}{dx}$ ，其中， $\frac{dM}{dx} = \frac{2\mu_0 x R r}{[x^2 + (R+r)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1-k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha$ 。而根据 4.2.3 节中的分析方法，两个单匝线圈的电磁力计算还可进行如下分析。

将图 4-10 的坐标系改为轴坐标系，如图 4-70 所示，相应的将坐标参数  $x$ 、 $r$

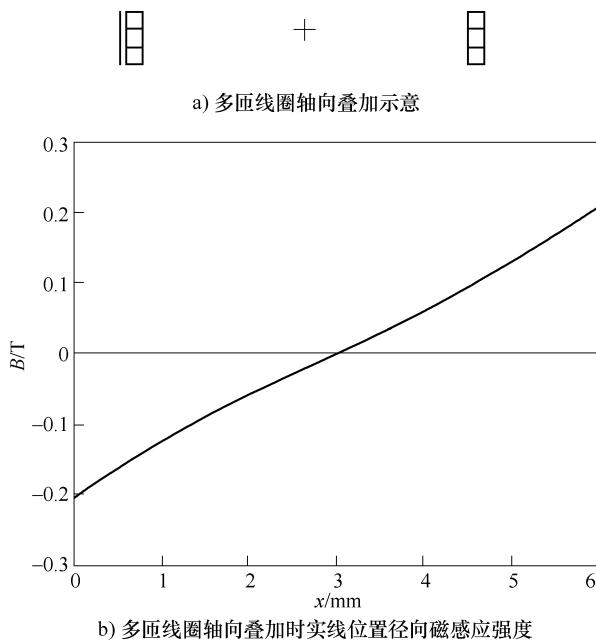


图 4-69 多匝线圈轴向叠加时径向磁场分布

分别换为  $\rho$ 、 $z$ 。则式 (4-7) 可改写为

$$\frac{dM}{dx} = \frac{2\mu_0 z R\rho}{[z^2 + (R+\rho)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1-k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha \quad (4-67)$$

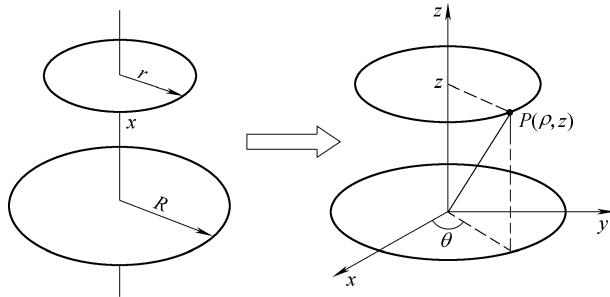


图 4-70 两个单匝线圈轴坐标系示意

为分析方便起见, 将第 4 章式 (4-40) 中的电流符号由  $I$  变为  $i_0$ , 则式 (4-40) 相应地变为

$$B_p = \frac{\mu_0 i_0}{2\pi\rho} \frac{z}{[(R+\rho)^2 + z^2]^{1/2}} \left[ -K + E \frac{R^2 + \rho^2 + z^2}{(R-\rho)^2 + z^2} \right] \quad (4-68)$$

式 (4-68) 经推导可化成如下形式:

$$B_p = \frac{\mu_0 R i_0 z}{\pi [z^2 + (R + \rho)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1 - k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha \quad (4-69)$$

则上线圈受到的电磁力为

$$\begin{aligned} F &= i_1 l B_p = \frac{2\pi\mu_0 R i_0 i_1 z \varphi}{\pi [z^2 + (R + \rho)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1 - k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha \\ &= i_0 i_1 \frac{2\mu_0 R z \varphi}{[z^2 + (R + \rho)^2]^{\frac{3}{2}}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\cos 2\alpha}{(1 - k^2 \sin^2 \alpha)^{\frac{3}{2}}} d\alpha \end{aligned} \quad (4-70)$$

对比发现，式 (4-70) 与式 (4-7)、式 (4-8) 相一致。

由此可见，无论从拓扑结构演化还是从计算方法而言，盘状推斥型电磁机构与反绕嵌套螺线管式电磁机构的动作机理可统一描述为：可动线圈切割由固定线圈产生的横向磁场分量而产生驱动电磁力。

#### 4.3.3.3 电磁力分析

上文就两种电磁机构的拓扑关系和计算方法进行了比较分析，而对于电磁力，则可通过式 (4-70) 中提出的分析方法进行动态比较，但计算较为复杂。这里通过比较两者的初始静态电磁力以便于获得简洁明了的结论。

以线径截面为  $2\text{mm} \times 2\text{mm}$  的矩形铜导线，分别按照图 4-71 和图 4-72 的尺寸绕制盘状线圈和螺管线圈，并能保证两者的用铜量和电阻一致，便于比较。

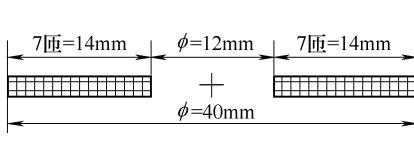


图 4-71 盘状线圈尺寸示意

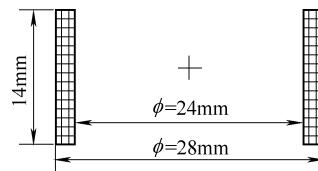


图 4-72 螺管线圈尺寸示意

设每匝线圈通以  $2\text{kA}$  的电流，利用软件 Ansoft 对盘状线圈上表面的磁场分布进行仿真计算，可得图 4-73 所示的磁场径向分量，在盘状线圈表面的大部分区域里，该径向磁感应强度分量变化不大。为简单起见，计算时取其中间位置最大值  $B_{pan} = 0.55\text{T}$ 。

通过仿真也可得到螺线

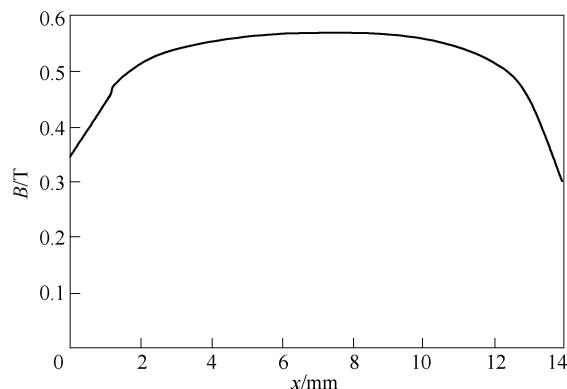


图 4-73 盘状线圈上表面磁场径向分量

管线圈外表面磁场的径向分量，如图 4-74 所示，其在螺线管线圈外表面的大部分区域内线性度较好，近似为直线，最大值为  $B_{l\max} = 0.52\text{T}$ 。

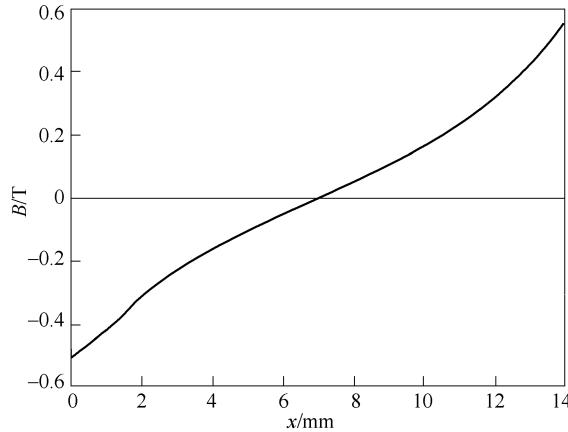


图 4-74 螺线管线圈外表面磁场径向分量

分别按照 4.2.1 节和 4.2.3 节给出的电磁机构拓扑，在盘状线圈上部布置同样大小的盘状线圈，在螺线管外部嵌套一个紧贴的反绕螺线管线圈，则两个线圈受到的初始电磁力分别为

$$F_{pan} = iB_{pan}\pi \sum_{m=1}^7 l_{0m} = i \times 0.55 \times \pi \times 0.112\text{N} = 387\text{N}$$

$$F_{luo} = i \frac{B_{l\max}}{2} \pi \sum_{m=1}^7 l_{0m} = i \times 0.26 \times \pi \times 0.112\text{N} = 183\text{N}$$

式中， $F_{pan}$  为盘状可动线圈受到的电磁力， $F_{luo}$  为反绕螺线管线圈受到的电磁力， $i$  为线圈电流， $l_{0m}$  为第  $m$  匝的线圈周长。

比较两式可知： $F_{pan}/F_{luo} \approx 0.5$ ，即反绕嵌套式电磁机构的初始电磁力约为盘状推斥型电磁机构的 50% 左右。但是也应看到，反绕嵌套式电磁机构在运动过程中，其电磁力始终与电流的二次方成正比，且计算简单；而线圈—线圈式电磁机构的电磁力则逐渐减小，且计算比较复杂。

#### 4.3.4 小结

针对盘状推斥型、音圈电机式和反绕嵌套螺线管式三种电磁机构，从材料、结构以及电磁力灵敏度系数等方面进行了比较分析。对于拓扑结构中含有铁心、永磁等材料的电磁机构，包括传统电磁铁、配永磁体的电磁机构以及音圈电机式电磁机构等，具有较大的电磁力灵敏度系数，但其电感较大，且具有磁饱和、退磁等问题。而对于无铁心和永磁的拓扑结构，包括盘状推斥型和反绕嵌套螺线管式电磁机构等，其电磁效率和灵敏度均较小，但可通过提高通电电流的方

法来提高其电磁力；其电感较小，可产生时间极短的脉冲电磁力。

从拓扑结构、计算方法以及初始电磁力大小等方面，对盘状推斥型和反绕嵌套螺线管式电磁机构进行了比较分析，指出在电流相同的前提下，前者的起始电磁力约为后者的两倍，但其灵敏度系数为变量，且计算复杂，可控性不易获得。

#### 4.4 总结

针对基于快速开关的故障限流器中对开关的性能要求，利用 EMTP 软件对限流器拓扑的动态工作特性进行了仿真分析，并提出了两种有效措施，以抑制电流转移过程中由杂散振荡导致的电容支路高频过电流和过电压现象，仿真结果表明，在电容支路串入电抗器比在快速开关支路串入效果更佳，同时给出了限流效果对快速开关合闸时间的要求，如算例中的 10ms。

分别针对盘状推斥型快速电磁机构和永磁旋转电动机式电磁机构进行了快速性和可控性方面的研究分析，以寻求适合限流器使用的开关操动机构的拓扑结构。并在分析的基础上提出新型的音圈电机式快速电磁机构和反绕嵌套螺线管式电磁机构，分析了其在快速性和可控性方面的特点，建立其数学模型和运动特性的控制仿真系统，仿真结果表明该两型机构基本兼具快速性和可控性的特点，为实现高性能的基于快速开关的限流器提供了思路。

## 第5章 永磁饱和型故障限流器

对于高电压、大容量永磁饱和型 FCL 的研制，除要求具备良好的限流特性外，经济性也愈加凸显其决定性作用。必须优选性能良好且经济合理的磁性材料，以确保永磁饱和型故障限流器的设计效率。基于永磁饱和型故障限流器的基本原理，首先对多种软磁和硬磁材料的力学性能、磁性能和经济性进行了比较分析，并提出了永磁饱和型故障限流器软磁铁心和永磁体的选材原则。继而针对多种永磁饱和型限流拓扑的动、静态特性进行了磁特性建模与比较分析，并开展了低压物理模拟实验研究。

### 5.1 永磁饱和型故障限流器的工作原理

单相永磁饱和型 FCL 的原理示意，如图 5-1 所示。为方便分析，设铁心 (Iron Core) 与永磁体 (Permanent Magnet, PM) 的截面积均为  $S$ ，且各机械接合处无气隙。图中，铁心相对磁导率为  $\mu_1$ ，永磁体回复相对磁导率为  $\mu_2$ ，穿过铁心和永磁体的磁感应强度与磁通量分别为  $B$  和  $\Phi$ ，铁心与永磁体的磁场强度分别为  $H_1$  和  $H_2$ ，铁心上铜导线限流绕组的匝数为  $N$ ，导线电流为  $i$ ，铁心和永磁体的平均有效磁路长度分别为  $l_1$  和  $l_2$ 。为限制全波短路电流，需将两个结构相同的单元反向串联在线路中，使两个铁心在一个周期的正负半波交替退出饱和。

图 5-2 为永磁体和软磁铁心工作点的变化配合图。永磁体 (设其剩磁磁通密度与矫顽力分别为  $B_r$  和  $H_c$ ) 的退磁曲线在第二象限，但实际工作区间在退磁曲

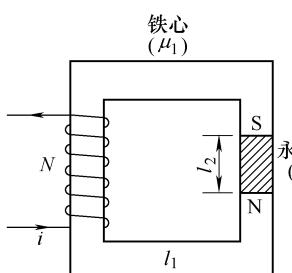


图 5-1 永磁饱和型 FCL 原理拓扑

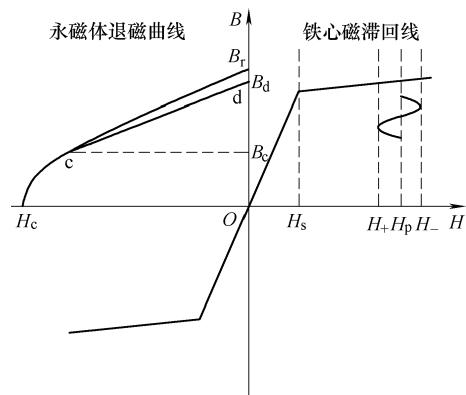


图 5-2 永磁体和软磁铁心的工作点配合

线的回复线 cd 上（相应的磁感应强度分别为  $B_e$  和  $B_d$ 。软磁铁心的磁滞效应可近似忽略。软磁铁心平常工作在深度饱和状态，其磁场强度为  $H_p$ ；系统短路时限流绕组将产生与永磁磁场可比的反向磁场，使软磁铁心的工作点沿其磁滞回线运动到临界磁场  $H_s$  以下，铁心退出饱和而呈现较大限流电抗。短路结束后反向磁场消失，软磁铁心重新回到深度饱和状态。

### 5.1.1 系统正常时 FCL 工作状态分析

此时通过铜绕组的是较小的系统额定电流  $i$ ，铁心处于深饱和状态，其相对磁导率  $\mu_1 \approx 1$ ，可近似认为  $\Phi = BS = \mu_0 H_1 S$ ，即

$$H_1 = \frac{\Phi}{\mu_0 S} \quad (5-1)$$

永磁体工作在回复线 cd 的 d 点，其磁导率就是回复磁导率  $\mu_2$ ，因此  $\Phi = BS = \mu_0 \mu_2 H_2 S$  成立，有

$$H_2 = \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_2 S} \quad (5-2)$$

对半波限流单元的磁路应用安培环路定理，可得

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 = Ni \quad (5-3)$$

将式 (5-1) 和式 (5-2) 代入式 (5-3)，可得

$$\frac{\Phi}{\mu_0 S} l_1 + \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_2 S} l_2 = Ni \quad (5-4)$$

整理后得到

$$\Phi \left( \frac{l_1}{\mu_0 S} + \frac{l_2}{\mu_0 \mu_2 S} \right) = Ni \quad (5-5)$$

将  $\Phi = \mu_0 H_1 S$  代入式 (5-5)，可得

$$\mu_0 H_1 S \left( \frac{l_1}{\mu_0 S} + \frac{l_2}{\mu_0 \mu_2 S} \right) = Ni \quad (5-6)$$

整理后，可得

$$H_1 = \frac{Ni}{l_1 + l_2 \mu_2} \quad (5-7)$$

穿过铁心截面的磁通量为

$$\Phi = BS = \mu_0 H_1 S = \frac{NS\mu_0 i}{l_1 + l_2 \mu_2} \quad (5-8)$$

由法拉第电磁感应定律可知，线圈上的感应电压  $u$  为

$$u = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{N^2 S \mu_0}{l_1 + l_2 \mu_2} \frac{di}{dt} \quad (5-9)$$

由此可知，当系统正常工作时，永磁饱和型 FCL 相当于一个等效电感  $L$ ，即

$$L = \frac{N^2 S}{l_1 + l_2 \mu_2} \mu_0 \quad (5-10)$$

因真空磁导率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m 非常小，电感  $L$  可忽略不计，对系统没有影响。因此，要求永磁体必须提供足够大的磁场以保证铁心处于深度饱和状态。

### 5.1.2 系统短路时 FCL 工作状态分析

此时通过铜绕组的电流  $i$  急剧增大，产生的反向磁场将部分抵消永磁体磁场，使得软磁铁心的磁场强度  $H_1$  迅速减小，其工作点迅速退出饱和而进入非饱和区；同时，永磁体的工作点将沿回复线从 d 点运动到 c 点，磁感应强度也有所降低。

因铁心已退出饱和，其磁导率为  $\mu_1 \gg 1$ ，满足  $\Phi = BS = \mu_0 \mu_1 H_1 S$ ，即

$$H_1 = \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_1 S} \quad (5-11)$$

永磁体工作点仍处在其退磁曲线的回复线上，磁导率仍为  $\mu_2$ ，满足  $\Phi = BS = \mu_0 \mu_2 H_2 S$ ，即

$$H_2 = \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_2 S} \quad (5-12)$$

应用安培环路定理，可得

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 = Ni \quad (5-13)$$

将式 (5-11) 和式 (5-12) 代入，可得

$$\frac{\Phi}{\mu_0 \mu_1 S} l_1 + \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_2 S} l_2 = Ni \quad (5-14)$$

即

$$\Phi \left( \frac{l_1}{\mu_0 \mu_1 S} + \frac{l_2}{\mu_0 \mu_2 S} \right) = Ni \quad (5-15)$$

将  $\Phi = \mu_0 \mu_1 H_1 S$  代入式 (5-15)，可得

$$\mu_0 \mu_1 H_1 S \left( \frac{l_1}{\mu_0 \mu_1 S} + \frac{l_2}{\mu_0 \mu_2 S} \right) = Ni \quad (5-16)$$

整理后，可得

$$H_1 = \frac{Ni}{l_1 + l_2 \frac{\mu_2}{\mu_1}} \quad (5-17)$$

软磁铁心材料在线性区的磁导率很高， $\mu_1$  约在  $20 \times 10^3 \sim 300 \times 10^3$ ，而永磁体的磁导率  $\mu_2$  却很低， $\mu_2$  通常取 1.05。再者，永磁体的磁路长度远小于铁心，即  $l_2 < l_1$ 。因此，铁心的磁场强度可近似认为

$$H_1 = \frac{Ni}{l_1} \quad (5-18)$$

这时穿过铁心截面的磁通量为

$$\Phi = BS = \frac{NS\mu_0\mu_1 i}{l_1} \quad (5-19)$$

由法拉第电磁感应定律可知，系统短路时铜绕组的感应电压  $u$  为

$$u = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{N^2 S}{l_1} \mu_0 \mu_1 \frac{di}{dt} \quad (5-20)$$

由此可知，当系统发生短路故障时，永磁饱和型 FCL 等效为

$$L = \frac{N^2 S}{l_1} \mu_0 \mu_1 \quad (5-21)$$

将式 (5-21) 和式 (5-10) 比较可知，软磁铁心在永磁饱和型 FCL 中起到非常重要的作用，其磁导率的状态变化决定了限流器的限流能力。

综上所述，无论是在正常状态还是处于限流状态，都要求永磁体和软磁铁心的工作点能够配合良好。正常工作时永磁体的剩磁应足够大，使铁心可靠处于深度饱和状态；短路限流时要求软磁铁心的磁感应强度不能太小，以保证永磁体工作点仍可运动在其回复线上。

## 5.2 磁性材料在永磁饱和型故障限流器中的应用

永磁饱和型 FCL 是利用铁心磁导率的非线性变化来限制短路电流。系统正常时，永磁体提供的恒定磁场使铁心处于深度饱和状态，此时磁导率较低，限流绕组电感较小；系统故障时，通过限流绕组的短路电流产生很大的反向磁场，使铁心退出饱和而进入非饱和状态，磁导率变大，限流绕组感抗增加，从而限制短路电流。除较优的磁路拓扑外，永磁饱和型 FCL 的核心设计部件是软磁铁心和偏置永磁体。对于高电压、大容量 FCL 的研制，除要求具备良好的限流特性外，经济性也愈加凸显其决定性作用。必须优选性能良好且经济合理的磁性材料，以确保永磁饱和型 FCL 的设计效率。

作为现代电力技术的重要支柱，磁性材料已广泛应用于变压器、互感器、永磁电机等诸多领域。通常可把磁性材料分为软磁和硬磁（永磁）两类。基于永磁饱和型 FCL 的工作原理和基本拓扑，对多种软磁和硬磁材料的力学性能、磁性能和经济性作了比较分析，提出了永磁饱和型 FCL 软磁铁心和永磁体的选材原则。

软磁铁心和永磁体都属于磁性材料，其材料性能与优化配合决定了永磁饱和型 FCL 的工作特性，必须经过严格的定性与定量分析，遵循科学原则进行材料选型和磁路设计。目前而言，就磁性材料的选型尚未形成一致的原则。

在永磁材料方面，AREVA T&D Technology Centre 研制的小容量永磁饱和型 FCL 实验样机中采用铝镍钴永磁合金（AlCoMax），而日本与加拿大研制的小容量永磁饱和型 FCL 实验样机中，则使用钕铁硼永磁合金，清华大学研制的样机也采用钕铁硼永磁合金；在软磁材料方面，国外一般都优先选择传统的铁硅合金，但日本和加拿大的研究人员则提出小功率 FCL 中可采用软磁铁氧体。通过对多种永磁和软磁材料的性能进行定性的比较分析，提出了永磁饱和型 FCL 中磁性材料的一般选型原则。图 5-3 给出了目前已经制造出的几种永磁饱和型 FCL 样机。

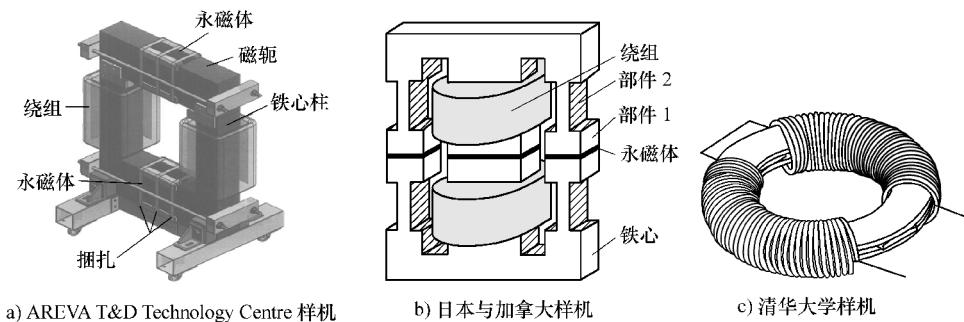


图 5-3 永磁饱和型故障限流器样机

### 5.2.1 永磁材料

系统正常时，永磁体应能提供足够大的磁场以保证软磁铁心处于深度饱和状态，这要求永磁体具有良好的磁性能，可用其退磁曲线上的有关物理量来表征和衡量，即剩磁  $B_r$ 、表观剩磁  $B_d$ 、矫顽力  $H_c$ 、最大磁能积  $(BH)_m$  或最大有用回复磁能积  $(BH)_u$  等。此外，FCL 安装后必须能够长期稳定运行，这要求永磁体需经受温度、外磁场、磁阻和强磁性物质接触等潜在影响而尽可能保持其原磁性，可用磁性能稳定性（如温度稳定性与时间稳定性）、居里温度  $T_c$  和力学性能（如可加工性和抗腐蚀性）等来衡量。再者，应在充分保证高磁性能和良好力学性能的前提下，兼顾永磁材料的经济性，因为过高的价格会使 FCL 的技术经济性大打折扣。

表 5-1 为几类典型永磁材料的性能比较。目前，有四大类永磁材料可供选择，即铝镍钴永磁合金、稀土钴永磁合金（分为  $RCo_5$  型和  $R_2Co_{17}$  型，其中 R 为稀土元素）、钕铁硼永磁合金和永磁铁氧体。这些永磁体在磁性能、经济性和力学性能等方面差异很大，其退磁曲线也各不相同。图 5-4 为几种典型永磁材料的退磁曲线。

表 5-1 典型永磁材料的性能比较

性能	铝镍钴	铁氧体	钕铁硼	稀土钴
剩磁/T	1.35	0.42	1.25	1.05
矫顽力/(kA/m)	60	200	1000	780
(BH) <sub>m</sub> /(kJ/m <sup>3</sup> )	92	35.8	287	184
剩磁温度系数/(%/℃)	-0.02	-0.18	-0.13	-0.04
居里温度/℃	890	450	312	710
电阻率/(μΩ·cm)	75	10 <sup>8</sup>	144	50
密度/(g/cm <sup>3</sup> )	7.4	5.33	7.4	8.3
抗腐蚀性能	强	强	宜氧化	强
最高工作温度/℃	550	200	150	300
价格 <sup>①</sup> /(美元/kg)	26	4.5	90	110

① 取自 2005 年国际市场平均价格。

结合表 5-1 和图 5-4, 可得到如下结论:

1) 尽管铝镍钴永磁合金具备所有永磁材料中最高的剩磁和良好的温度稳定性, 但其矫顽力太小, 回复磁导率太高, 很难应用到永磁饱和型 FCL 中。

2) 永磁铁氧体在磁性能上的不足决定了其很难应用于大容量永磁饱和型 FCL 中, 但鉴于其价格低廉和料源丰富, 仍可作为小容量 FCL 的样机材料。

3) 钕铁硼永磁合金的经济性较稀土钴永磁合金略好, 且具有较高的剩磁和矫顽力, 但使用时必须严格控制其温度在 150℃ 以下, 否则会出现较大的剩磁可逆损失。另外, 钕铁硼的抗腐蚀性较差, 应提供相应的防护措施。综合磁性能、力学性能和经济性而言, 钕铁硼在工作温升不高的情况下可作为永磁饱和型 FCL 的首选永磁材料。

4) 以钐钴为代表的稀土钴永磁合金, 其剩磁和矫顽力虽逊于钕铁硼, 但磁性能稳定性好, 可在 300℃ 高温下工作。此外, 它具有很强的耐腐蚀性和抗氧化能力, 不需要做表面处理。但因含有储量稀少的稀土金属钐和价格昂贵的战略金属钴, 使得稀土钴价格较昂贵, 这一定程度上限制了其使用范围。稀土钴永磁合金适用于体积小、重量轻、性能稳定的场合, 可作为永磁饱和型 FCL 的备

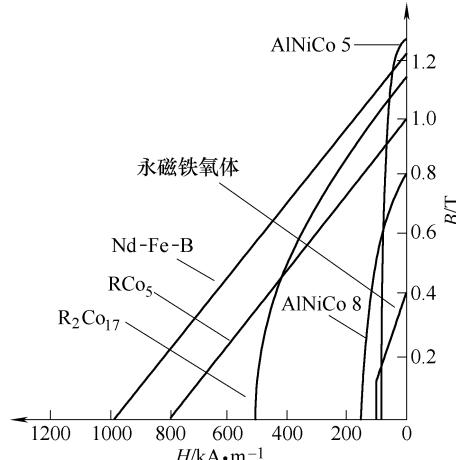


图 5-4 几种典型永磁材料的退磁曲线

选永磁体。

总之，研制大容量的永磁饱和型 FCL 应选用稀土永磁合金（稀土钴和钕铁硼），温升不高时则重点推荐钕铁硼永磁合金；而对于小功率 FCL 则推荐使用价格便宜、料源丰富的永磁铁氧体。

### 5.2.2 软磁材料

软磁材料易被磁化但也容易退磁，其磁滞效应可近似忽略，矫顽力很低，非饱和区的磁导率很高。由式 (5-21) 可知，永磁饱和型 FCL 的限流能力取决于软磁铁心未饱和时的磁性能参数，采用性能优异、经济合理的软磁铁心材料是研制大容量 FCL 的关键所在。较理想的软磁材料应具有磁感应强度高、磁导率高、铁损小、塑性好、表面光滑、绝缘性好和填充系数高等特点。表 5-2 和图 5-5 给出了几种典型软磁材料的磁性能和磁化曲线比较。

表 5-2 典型软磁材料的性能比较

性能	铁硅合金	镍铁合金	非晶合金	铁氧体
初始磁导率 $\mu_i / \times 10^3$	0.5	60	10	30
最大磁导率 $\mu_m / \times 10^3$	20	300	500	暂无
矫顽力 $H_c / (\text{A}/\text{cm})$	36	0.16	8	7.96
饱和磁密 $B_s / \text{T}$	2.04	1.55	1.8	0.5
居里温度/°C	700	500	470	210
电阻率/ ( $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ )	53	75	130	$10^6$
密度/ ( $\text{g}/\text{cm}^3$ )	7.65	8.46	7.65	4.4
铁耗/ ( $\text{W}/\text{kg}$ )	3.31	0	1.20	0
价格	较便宜	很贵	较贵	很便宜

综合表 5-2 和图 5-5，可得到如下结论：

1) 铁硅软磁合金（硅钢片）大量应用于电力变压器等场合，尽管初始磁导率和最大磁导率不大，电阻率较小（铁耗较大），机械可延压性较差，但其经济性较好，饱和磁感应强度在各类合金中最大，居里温度非常高，尤其适于高温场合。铁硅合金是研制大容量永磁饱和型 FCL

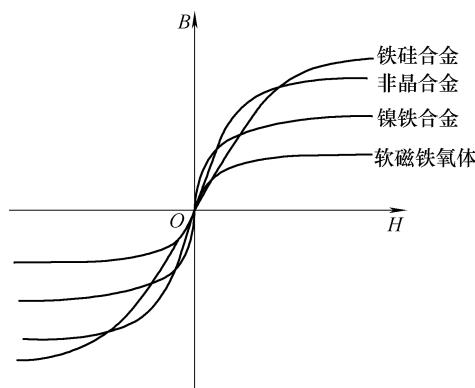


图 5-5 典型软磁材料的磁化曲线

的首选铁心材料。

2) 镍铁合金(坡莫合金)的力学性能好(易于加工),磁导率非常高,其应用领域非常广,特别适于小型化和轻量化的场合。但它也存在含镍量高、价格昂贵、受环境影响大、生产设备和工艺复杂等不足。镍铁合金可作为研制中小容量永磁饱和型FCL的备选铁心材料。

3) 以Fe-Si-B系非晶合金为代表的非晶态软磁合金,与晶态合金相比具有电阻率较高、矫顽力较小、机械强度高、韧性好、耐磨、耐腐蚀等优点,已应用于某些配电变压器中。但非晶态软磁合金也存在初始磁导率低、居里温度不高、温度稳定性较差(晶化温度为300~500℃)等不足。综合而言,非晶合金可作为大容量FCL软磁铁心的备选材料。

4) 软磁铁氧体具有电阻率极高、价格非常便宜等优势,但其整体磁性能较前三种材料显著降低,且存在温度稳定性差、机械性能既硬且脆、可延展性差而难以加工等不足。软磁铁氧体常用于高频、超高频的电子领域,很难应用到高压大容量的电力场合。

总之,当对磁导率和限流比要求不太高时,可选择经济性较好的0.23~0.5mm硅钢片作为FCL的铁心材料;Fe-Si-B系非晶态软磁合金的整体磁性能较优,在研制高压大容量FCL时可作重点考虑。

### 5.2.3 小结

基于永磁饱和型FCL的工作特性要求,通过比较分析多种典型软磁材料和永磁材料的磁性能、力学性能和经济性,提出了软磁铁心和永磁体的选择原则,并得到以下结论:

1) 对于永磁体,高压大容量的FCL可选择稀土钴和钕铁硼,而小容量的FCL则推荐选用价格便宜、料源丰富的永磁铁氧体。对于软磁铁心,可选择经济性较好的硅钢片,而Fe-Si-B系非晶态软磁合金也可作为备选材料。

2) 磁性材料的温升效应、永磁体磁后效现象以及永磁材料和软磁材料工作点的优化配合等,是研制永磁饱和型FCL必须解决的关键技术课题,有待进一步深入研究。

## 5.3 运行机理分析与等效建模

### 5.3.1 静态特性分析

#### 1. 静态磁场分析

永磁饱和型故障限流器要达到理想的限流效果,磁性能极为重要,既要使

铁心达到饱和状态，又要尽量减少空气中的漏磁。其中，铁心的饱和程度的高低直接决定限流器的限流容量。用 ANSOFT Maxwell-2D 有限元软件对四种结构的磁场进行了详细分析。

限流器绕组通过电流为零时，静态磁场的磁感应强度的分布如图 5-6 所示。四种拓扑的限流器绕组铁心均已经进入饱和状态，大约在  $1.75 \sim 2.2\text{T}$  之间；永磁体的磁感应强度较低，在  $0.65 \sim 1.2\text{T}$  之间。由于永磁体的剩磁小于铁心的饱和磁感应强度，磁通方向与永磁体一致，因此，靠近永磁体的部分铁心无法达到饱和。另外，口字型和直线型的铁心结构一样，因此绕组通过电流为零时，铁心磁路特性完全相同。

当绕组中没有电流通过时，绕组缠绕的铁心、PMFCL 永磁体中的静态磁感应强度变化规律如图 5-7 所示。

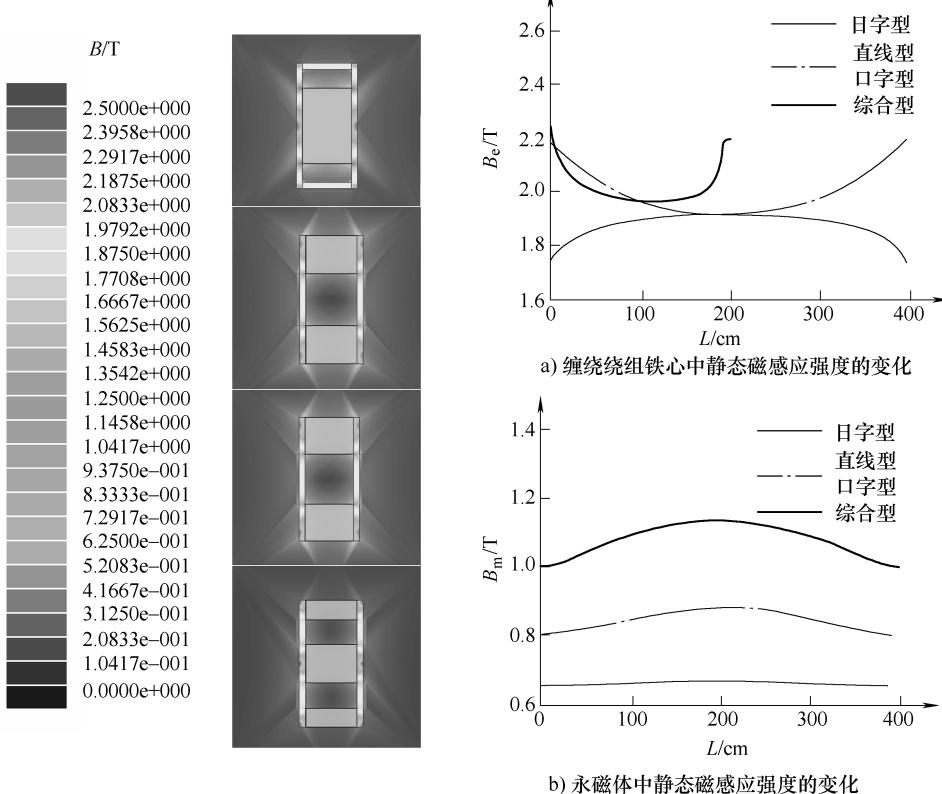


图 5-6 PMFCL 拓扑铁心的静态磁感应强度分布

图 5-7 不同拓扑 PMFCL 静态磁场强度的变化

由图 5-7a 可知，综合型 PMFCL 绕组铁心饱和程度最高，其绕组铁心中磁感应饱和强度最大值为 2.24T，最小值为 1.96T，铁心已经进入深度饱和状态。口字型和直线型静态磁路结构完全一致，因此铁心的饱和深度系数变化规律相同，其最大值和最小值略小于综合型。综合型、口字型和直线型铁心饱和深度均呈现中间部位最小，两端最大的变化趋势。但是日字型恰好相反，中间部位磁感应强度最大为 1.92T，两端最小为 1.75T。因此，相对于日字型永磁饱和型故障限流器，其他三种故障限流器的铁心饱和深度较高，理论上更易实现高压大容量限流的目标。图 5-7b 反映了沿着 PMFCL 中永磁体的静态磁感应强度的变化规律。其中，综合型的永磁工作点最高，日字型的工作点最低。

由于铁心和永磁体中静态磁感应强度的分布并不均匀，为了更准确描述通过限流器的总体磁感应强度，提出了磁感应强度有效值的概念，定义如下：

$$B_{\text{EF}} = (1/L) \int_0^L B dl \quad (5-22)$$

式中， $B$  为沿着铁心或者永磁体有效长度通过的磁感应强度； $L$  为铁心或者永磁体的有效长度。

根据式 (5-22) 可以得到四种拓扑 PMFCL 的静态磁感应强度有效值，见表 5-3。由表 5-3 可知，无论是在铁心中还是在永磁体中，综合型的有效磁感应强度均最大，日字型的均最小，与图 5-7 中结果一致，表明综合型 PMFCL 的铁心饱和程度较高。

表 5-3 PMFCL 的静态磁感应强度有效值 (单位: T)

拓扑类型	日字型	口字型	直线型	综合型
铁心中有效磁感应强度	1.8756	1.9954	1.9954	2.0125
永磁中有效磁感应强度	0.6607	0.8461	0.8461	1.0773

除了铁心的饱和程度以及永磁体的工作点外，磁路中还可能有漏磁现象。漏磁通的大小也直接影响拓扑的磁性能，从而间接影响故障限流器的限流特性。漏磁通的计算公式如下：

$$\Phi_k = \Phi_M - \Phi_E = B_M S_M - B_E S_E \quad (5-23)$$

不同拓扑故障限流器漏磁通比较如图 5-8 所示。综合型 PMFCL 的漏磁通最小，主磁路的磁场利用率最高。由以上的分析不难发现，综合型 PMFCL 的静态工作特性最优，有利于应用于高压大容量的场合。

为深入了解磁场分布规律，有必要针对铁心和永磁中的磁动势分布进行分析。而磁动势的大小与磁场强度的分布

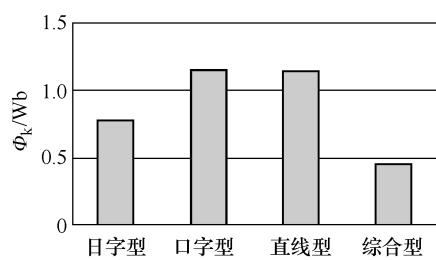


图 5-8 不同拓扑 PMFCL 的漏磁通比较

有着密切的关系。由静态计算结果，不同拓扑 PMFCL 中永磁和软磁铁心中的磁场强度分布如图 5-9 所示。由图可知，四种限流器铁心和永磁体中的磁场强度分布并不均匀，特别是通过日字型铁心直角拐弯处测量到的磁场强度很小，导致铁心的利用率很低。因此，在限流器拓扑优化设计的过程中要尽量避免铁心磁路的直角拐角，从而提高铁心的利用率。

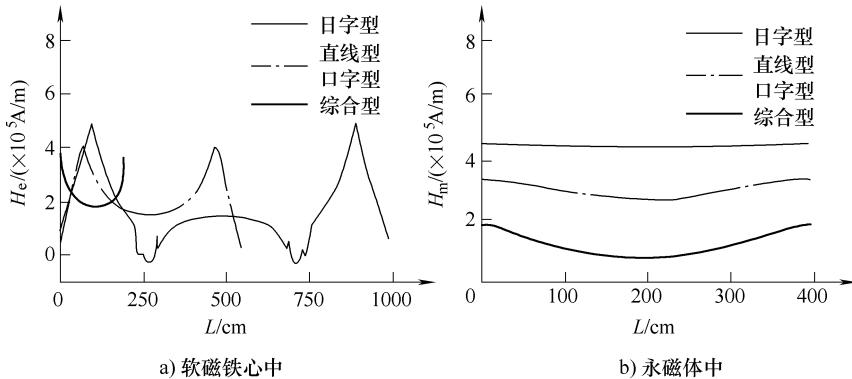


图 5-9 不同拓扑故障限流器磁场强度分布

根据图 5-9 获得的磁场强度分布曲线数据，通过积分计算可得到永磁体上和铁心上的磁动势分别为  $F_m$  和  $F_e$ 。仿真模型中永磁体和铁心上的磁动势比较，如图 5-10 所示。

## 2. 静态等效磁路分析

根据图 5-10 且忽略计算误差，永磁体上的磁动势与铁心上的磁动势基本相等。通过以上对磁路磁通和磁动势的分析结果，可以得到四种不同限流拓扑的静态等效磁路方程。

为使以下公式的推导过程清晰，现将使用的数学符号及其释义列举如下：

$l$ ——等效磁路长度；

$S$ ——截面积；

$B$ ——磁感应强度；

$F$ ——磁动势；

$H_c$ ——永磁体的实际矫顽力；

$\mu_m$ ——永磁体的回复系数；

$B_s$ ——铁心的饱和磁感应强度；

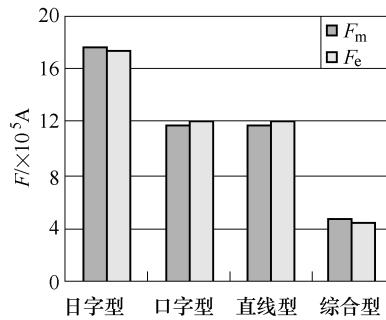


图 5-10 不同拓扑 PMFCL 永磁体和铁心磁动势比较

$\mu$ ——铁心磁导率；

$N$ ——限制正（负）半波限流器的绕组匝数；

$\Phi$ ——磁通量；

$r$ ——磁阻。

其中，下标为“m”、“e”和“L”的符号分别定义为永磁体、铁心和漏磁场的参数；下标为“s”和“u”的符号分别表示为铁心处于饱和与不饱和状态时的参数；下标  $i=1, 2, 3, 4$  代表对应拓扑的铁心或者永磁体。

首先，日字型 PMFCL 的静态等效磁路方程推导如下：

$$\begin{cases} -H_m l_m = H_{ei} l_{ei} = F_{Li} \\ F_{Li} = \Phi_{Li} r_{Li} \\ \Phi_{Li} = \Phi_m - \Phi_{ei} \end{cases} \quad (5-24)$$

钕铁硼的  $B-H$  关系可由式 (5-25) 描述：

$$H_m = -H_e + \frac{B_m}{\mu_m} \quad (5-25)$$

硅钢片的  $B-H$  关系可由式 (5-26) 描述：

$$H_e = \frac{B_e - B_s}{\mu_s} + H_s \quad (5-26)$$

将式 (5-25)、式 (5-26) 代入 (5-24) 可得

$$\begin{cases} H_e l_m - \Phi_m r_m = \Phi_{ei} r_{si} - F_{si} = \Phi_{Li} r_{Li} \\ \Phi_{Li} = \Phi_m - \Phi_{ei} \end{cases} \quad (5-27)$$

其中，

$$\begin{aligned} F_{si} &= \Phi_{si} (r_{si} - r_{ui}) = B_s S_{ei} (r_{si} - r_{ui}) \\ r_m &= \frac{l_m}{\mu_m S_m} \\ r_{si} &= \frac{l_{ei}}{\mu_s S_{ei}} \\ r_{ui} &= \frac{l_{ei}}{\mu_u S_{ei}} \end{aligned}$$

同理可得，口字型和直线型 PMFCL 的等效静态磁路方程如下：

$$\begin{cases} 2H_e l_m - 2\Phi_m r_m = \Phi_{e1} r_{s1} - F_{s1} + \Phi_{e2} r_{s2} - F_{s2} \\ \Phi_{e1} r_{s1} - F_{s1} = \Phi_{Li} r_{Li} = \Phi_{e2} r_{s2} - F_{s2} = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{Li} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-28)$$

同理可得，综合型 PMFCL 的等效磁路方程如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} 2H_c l_m - \Phi_{m1} r_{m1} - \Phi_m r_m = \Phi_{e1} r_{s1} - F_{s1} + \Phi_{e2} r_{s2} - F_{s2} \\ 2H_c l_m - \Phi_{m2} r_{m2} - \Phi_m r_m = \Phi_{e3} r_{s3} - F_{s3} + \Phi_{e4} r_{s4} - F_{s4} \\ \Phi_{e1} r_{s1} - F_{s1} = F_{L1} = \Phi_{e2} r_{s2} - F_{s2} = F_{L2} \\ \Phi_{e3} r_{s3} - F_{s3} = F_{L3} = \Phi_{e4} r_{s4} - F_{s4} = F_{L4} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} + \Phi_{e3} + \Phi_{L3} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} + \Phi_{e4} + \Phi_{L4} \\ \Phi_{m1} = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} \\ \Phi_{m2} = \Phi_{e3} + \Phi_{L3} = \Phi_{e4} + \Phi_{L4} \end{array} \right. \quad (5-29)$$

其中，

$$r_{mi} = l_m / (\mu_m S_{mi})$$

因此，根据上面的式(5-27)、式(5-28)和式(5-29)，可以得到四种拓扑的等效磁路结构，如图5-11所示。

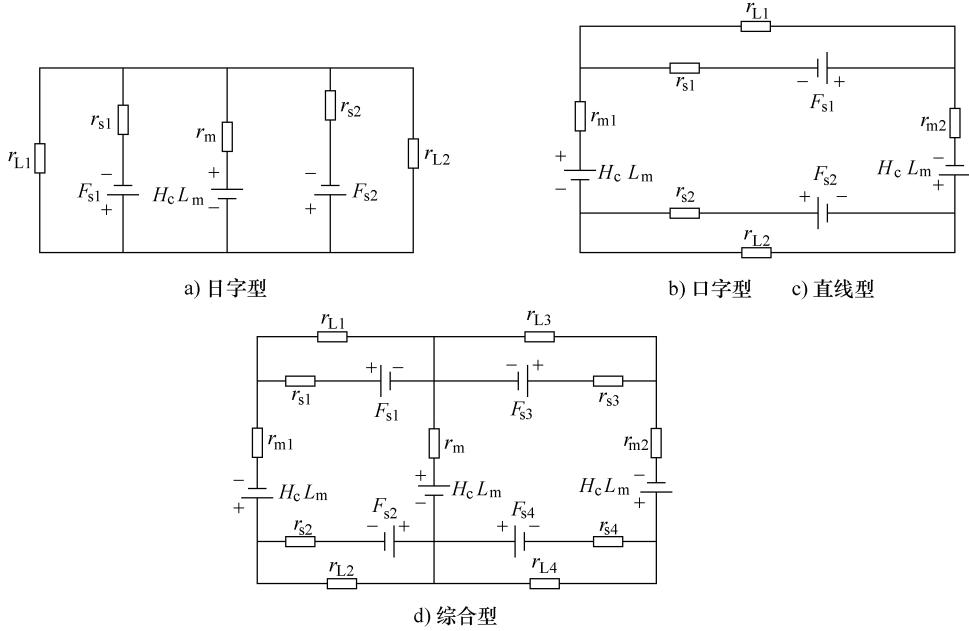


图5-11 不同拓扑PMFCL的静态等效磁路结构

### 5.3.2 动态特性分析

故障限流时的动态特性是PMFCL的一个重要指标，直接决定限流器的限流效果，对其进行分析是实现参数优化的理论基础。

#### 1. 动态分析仿真模型

针对220 kV系统线路发生三相接地短路故障，等效分析电路如图5-12所

示。其中，相电压  $U_s$  有效值为 127kV，电源内阻抗  $Z_s = (1.27 + j1.26\omega) \Omega$ ，线路预期短路电流稳态有效值为 70kA（峰值 110kA）。设线路的负荷电流为 1.4kA，限流器的附加等效电阻  $R_f$  为 0.2Ω。线路总负载  $Z_{Load} = 110\Omega$ ，系统中串联 PMFCL 来限制短路故障电流。短路故障发生于母线出口处，发生时刻为 0.04s，故障发生后 PMFCL 自动投入限制短路电流。图 5-13 为系统中未安装 PMFCL 的情况下，母线出口发生短路故障的电流波形。

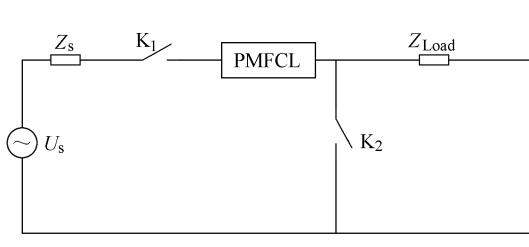
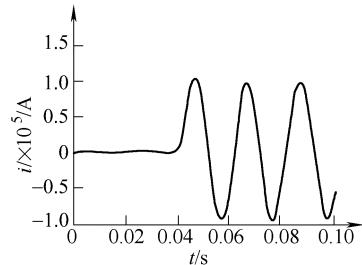


图 5-12 仿真分析电路

图 5-13 系统中短路故障电流波形  
(未安装 PMFCL)

## 2. 故障限流特性

针对 220kV 系统安装四种不同拓扑的 PMFCL，限流波形如图 5-14 所示。其中，日字型 FCL 限流效果最差，直线型限流效果最好。但是，日字型、口字型和直线型都出现了不同程度的波形畸变，为分析磁路的去饱和程度变化，需要对四种限流拓扑在限流过程中的磁场变化进行分析。

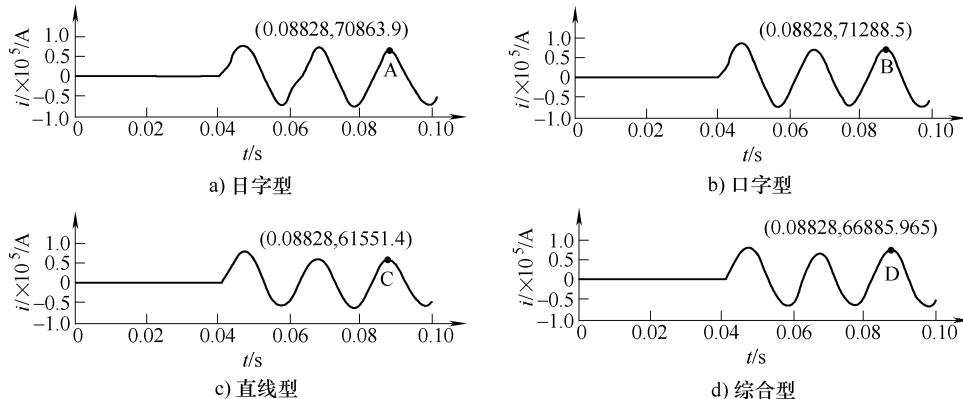
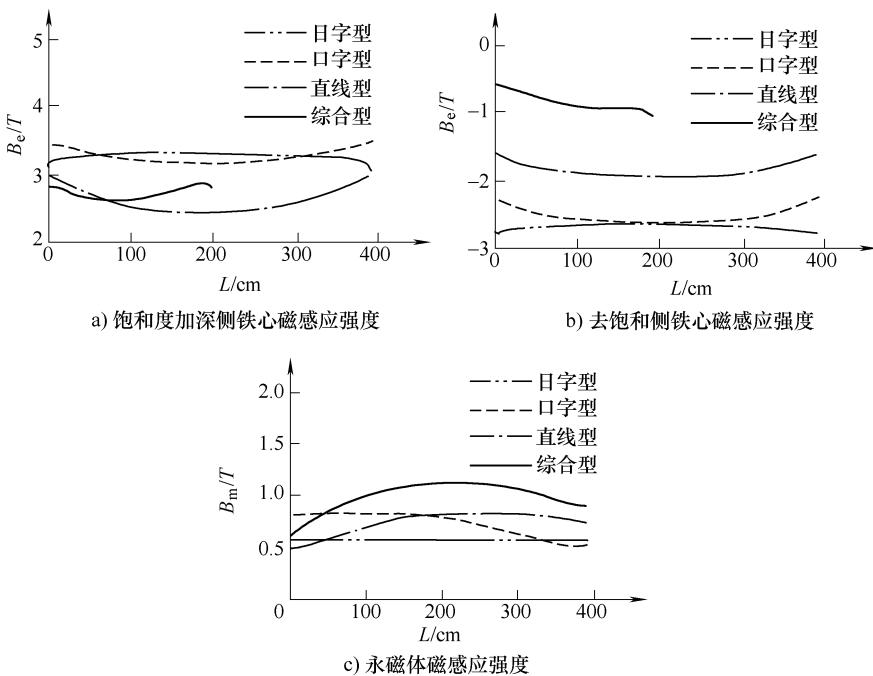


图 5-14 不同拓扑 PMFCL 的限流波形

## 3. 动态磁场分析

在  $t = 0.08828$ s 时刻，故障限流后短路电流达到峰值。针对这一时刻，日字型、口字型、直线型和综合型的磁场分析如图 5-15 所示。

比较图 5-15a 和 b 可知，对于饱和度加深侧铁心，短路电流使日字型 PMFCL

图 5-15  $t = 0.08828\text{s}$  时刻不同拓扑 PMFCL 的磁场变化比较

的该侧铁心由以前的饱和程度最低变为最高。本来饱和程度较高的直线型和综合型饱和程度略有增加，但是增幅显著小于其他两种限流拓扑。对于去饱和侧铁心，除了综合型以外，其他三种拓扑的故障限流器的该侧铁心均已经进入反向饱和状态。通过以上比较不难发现，综合型 PMFCL 具有较强的限流能力，在上述运行情况下未进入反向饱和状态，该种限流拓扑还有一定的限流裕量，还能限制更大的短路电流。

由于铁心和永磁体中磁感应强度分布不均匀，不利于不同拓扑相互之间的直接对比。为量化铁心和永磁体中磁感应强度的大小，并且评估限流器故障限流时的漏磁情况，由式 (5-22)，系统短路电流达到峰值时，即  $t = 0.08828\text{s}$  时刻，PMFCL 中铁心和永磁体中有效磁感应强度见表 5-4。

表 5-4 PMFCL 磁路中有效磁感应强度

拓扑类型	有效磁感应强度/T		
	饱和度加深侧	去饱和侧	永磁体
日字型	3.2580	-2.6824	0.5816
口字型	3.2541	-2.5251	0.7292
直线型	2.5852	-1.8672	0.7255
综合型	2.6861	-0.8545	0.9849

相对于静态磁场分析，动态磁场分析增加了限流绕组对于限流器内部磁场的影响。PMFCL 动作限流后，对应于短路电流峰值时刻，四种限流拓扑中限流绕组的磁通变化仿真结果如图 5-16 所示。

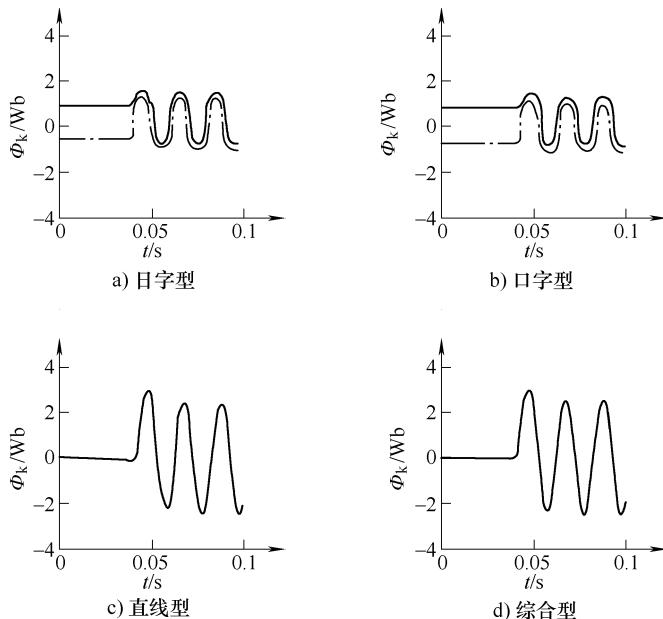


图 5-16  $t = 0.08828\text{s}$  时刻不同限流拓扑中绕组磁通的变化比较

由图 5-16 可知，日字型和口字型是双绕组故障限流器，直线型和综合型是单绕组故障限流器，因而绕组磁通有很大的不同。对于日字型和口字型 PMFCL 来说，正负半波绕组通过的磁通与分别所缠绕的两侧铁心磁通变化基本一致。直线型和综合型 PMFCL，通过的磁通为饱和度加深侧和去饱和侧铁心的磁通之和。

表 5-5 中列出了 PMFCL 中铁心、绕组（1 指饱和度加深侧，2 指去饱和侧）和永磁体通过的磁通量。通过比较可知，无论是永磁体还是绕组线圈，在铁心上均有漏磁现象发生。在故障限流的情况下，直线型和综合型 PMFCL 因绕组线圈包围的铁心之间还有较大的空气间隙，因此绕组的漏磁较为严重。此种情况下漏磁的存在，反而大大减慢了铁心的去饱和程度，降低 PMFCL 对于永磁偏置能力的要求，从而较易于实现高压大容量的目标。

表 5-5 PMFCL 中通过的磁通

拓扑类型	通过的磁通量/Wb				
	永磁体	绕组 1	绕组 2	铁心 1	铁心 2
日字型	2.6172	1.3625	1.1086	1.2217	1.0059
口字型	1.6407	1.2760	1.0125	1.2203	0.9469

(续)

拓扑类型	通过的磁通量/Wb				
	永磁体	绕组1	绕组2	铁心1	铁心2
直线型	1.6323		2.9892	0.9695	0.7002
综合型	1.1080		2.4955	1.0073	0.3204

不同拓扑故障限流器在  $t = 0.08828\text{s}$  时刻磁场强度分布如图 5-17 所示。与静态磁场强度分布相似，PMFCL 拓扑中铁心和永磁体中磁场强度的分布同样不均匀，绕组所缠绕的部分相对比较平稳。其中，日字型、口字型以及直线型 PMFCL 去饱和侧铁心均已经进入反向磁场区域，综合型 PMFCL 去饱和侧铁心磁场强度刚好为零。另外，通过综合型 PMFCL 永磁体中柱的磁场强度略大于侧柱。

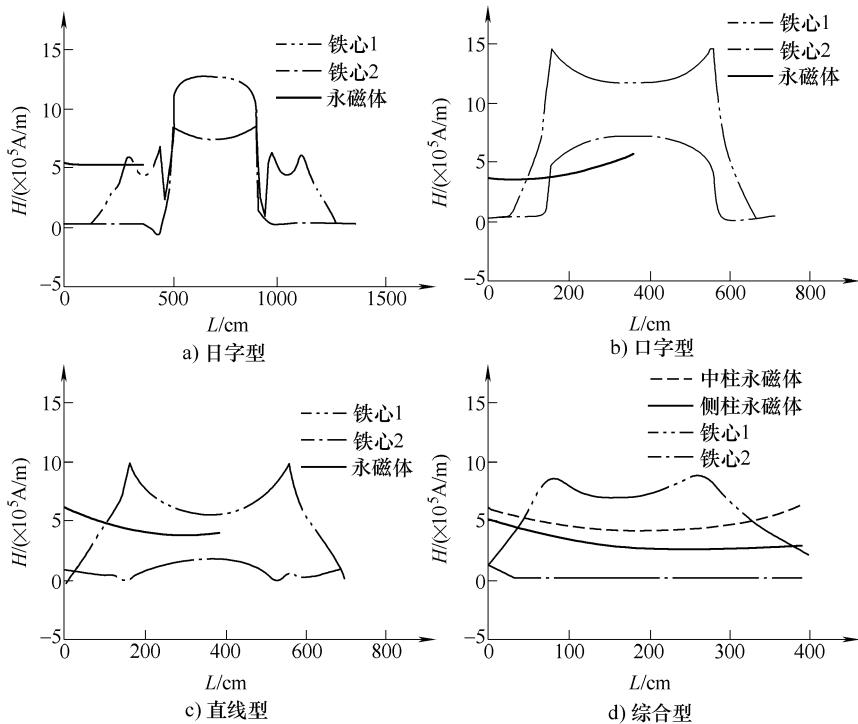


图 5-17  $t = 0.08828\text{s}$  时刻不同拓扑故障限流器磁场强度分布

在  $0.08828\text{s}$  和  $0.084375\text{s}$  时刻，通过图 5-17 描述的铁心、永磁体的磁场强度分布以及绕组匝数，可得到 PMFCL 的磁路磁动势分布，见表 5-6a 和表 5-6b。

表 5-6a 0.08828s 时刻 PMFCL 磁路磁动势 (单位:  $10^6$  A)

类型	饱和度加深侧磁动势	去饱和侧磁动势	永磁体磁动势	绕组磁动势
日字型	7.67	-3.68	1.9761	5.6690
口字型	5.8934	-2.5818	1.5548	5.7030
直线型	3.9359	-0.6158	1.7582	4.92408
综合型	2.5148	0.029067	1.8482 1.1855	2.67544

表 5-6b 0.084375s 时刻 PMFCL 磁路磁动势 (单位:  $10^6$  A)

类型	饱和度加深侧磁动势	去饱和侧磁动势	永磁体磁动势	绕组磁动势
日字型	3.7686	-0.00008	1.8779	1.88
口字型	2.7950	-0.000366	1.3733	2.1804
直线型	2.3909	0.054268	1.2382	2.00176
综合型	1.3979	0.0048	0.87882 0.62826	1.183

#### 4. 动态等效磁路分析

根据以上分析得到的磁动势以及磁通之间的相互关系，可得到四种限流拓扑的动态等效磁路方程。

日字型 PMFCL 中永磁体与两块 C 型铁心并联，假设铁心 1 已经进入深度饱和状态，铁心 2 未达到饱和，可得到动态磁路方程如下：

$$\begin{aligned} H_{e1}l_{e1} + H_ml_m - Ni &= 0 \\ H_{e2}l_{e2} + H_ml_m + Ni &= 0 \end{aligned} \quad (5-30)$$

硅钢片的  $B-H$  关系可由式 (3-31) 描述：

$$\begin{cases} H_e = (B_e - B_s) / \mu_s + H_s & (\text{饱和状态}) \\ H_e = B_e / \mu_u & (\text{未饱和状态}) \\ H_e = (B_e + B_s) / \mu_s - H_s & (\text{反向饱和状态}) \end{cases} \quad (5-31)$$

将式 (5-31) 和式 (5-25) 代入式 (5-30)，日字型 PMFCL 动态等效磁路方程如下：

$$\begin{cases} \Phi_{e1}r_{s1} - \Phi_s(r_{s1} - r_{u1}) - Ni = H_ml_m - \Phi_mr_m = \Phi_{L1}r_{L1} \\ \Phi_{e2}r_{u2} + Ni = H_ml_m - \Phi_mr_m = \Phi_{L2}r_{L2} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{e2} + \Phi_{L1} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-32)$$

如果两个铁心都已经进入饱和状态，则日字型 PMFCL 动态等效磁路方程可改写为

$$\begin{cases} \Phi_{e1}r_{s1} - \Phi_s(r_{s1} - r_{u1}) - Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ \Phi_{e2}r_{s2} - \Phi_s(r_{s2} - r_{u2}) + Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ H_c l_m - \Phi_m r_m = \Phi_{L1} r_{L1} = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{e2} + \Phi_{L1} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-33)$$

若短路电流过大，导致 PMFCL 去饱和侧铁心 2 进入反向饱和状态，则日字型 PMFCL 动态等效磁路方程可改写为

$$\begin{cases} \Phi_{e1}r_{s1} - \Phi_s(r_{s1} - r_{u1}) - Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ \Phi_{e2}r_{s2} + \Phi_s(r_{s2} - r_{u2}) + Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ H_c l_m - \Phi_m r_m = \Phi_{L1} r_{L1} = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{e2} + \Phi_{L1} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-34)$$

综合考虑以上几种情况，日字型 PMFCL 动态等效磁路方程为

$$\begin{cases} \Phi_{e1}r_1 - F_1 - Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ \Phi_{e2}r_2 - F_2 + Ni = H_c l_m - \Phi_m r_m \\ H_c l_m - \Phi_m r_m = \Phi_{L1} r_{L1} = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{e2} + \Phi_{L1} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-35)$$

其中，

$$F_i = \text{sign}(\Phi_{ei}) \cdot \Phi_{si}(r_i - r_{ui})$$

$$r_m = l_m / (\mu_m S_m)$$

$$F_{Li} = \Phi_{Li} r_{Li}$$

$$\Phi_{si} = B_s S_{ei}$$

$$\begin{cases} r_i = r_{si} = l_{ei} / (\mu_s S_{ei}) & (\text{饱和状态}) \\ r_i = r_{ui} = l_{ei} / (\mu_u S_{ei}) & (\text{未饱和状态}) \\ r_i = r_{si} = l_{ei} / (\mu_s S_{ei}) & (\text{反向饱和状态}) \end{cases} \quad (5-36)$$

与日字型 PMFCL 同理，分析可得口字型 PMFCL 磁路方程为

$$\begin{cases} 2H_c l_m - \Phi_{m1} r_{m1} - \Phi_{m2} r_{m2} = \Phi_{e1} r_1 - F_1 + \Phi_{e2} r_2 - F_2 \\ \Phi_{e1} r_1 - F_1 - Ni = \Phi_{L1} r_{L1} \\ \Phi_{e2} r_2 - F_2 + Ni = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-37)$$

对于直线型 PMFCL 磁路结构，同理可得

$$\begin{cases} 2H_c l_m - \Phi_{m1} r_{m1} - \Phi_{m2} r_{m2} = \Phi_{e1} r_1 - F_1 + \Phi_{e2} r_2 - F_2 \\ \Phi_{e1} r_1 - F_1 - Ni/2 = \Phi_{L1} r_{L1} \\ \Phi_{e2} r_2 - F_2 + Ni/2 = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} \end{cases} \quad (5-38)$$

对于综合型 PMFCL 磁路结构，同理可得

$$\left\{ \begin{array}{l} 2H_c l_m - \Phi_{m1} r_{m1} - \Phi_m r_m = \Phi_{e1} r_1 - F_1 + \Phi_{e2} r_2 - F_2 \\ 2H_c l_m - \Phi_{m2} r_{m2} - \Phi_m r_m = \Phi_{e3} r_3 - F_3 + \Phi_{e4} r_4 - F_4 \\ \Phi_{e1} r_1 - F_1 - Ni/4 = \Phi_{L1} r_{L1} \\ \Phi_{e2} r_2 - F_2 + Ni/4 = \Phi_{L2} r_{L2} \\ \Phi_{e3} r_3 - F_3 + Ni/4 = \Phi_{L3} r_{L3} \\ \Phi_{e4} r_4 - F_4 - Ni/4 = \Phi_{L4} r_{L4} \\ \Phi_m = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} + \Phi_{e3} + \Phi_{L3} \\ \Phi_m = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} + \Phi_{e4} + \Phi_{L4} \\ \Phi_{m1} = \Phi_{e1} + \Phi_{L1} = \Phi_{e2} + \Phi_{L2} \\ \Phi_{m2} = \Phi_{e3} + \Phi_{L3} = \Phi_{e4} + \Phi_{L4} \end{array} \right. \quad (5-39)$$

其中，

$$r_{mi} = l_m / (\mu_m S_{mi})$$

基于式 (5-36)、式 (5-37)、式 (5-38) 和式 (5-39)，四种不同拓扑的 PMFCL 的动态等效磁路描述如图 5-18 所示。

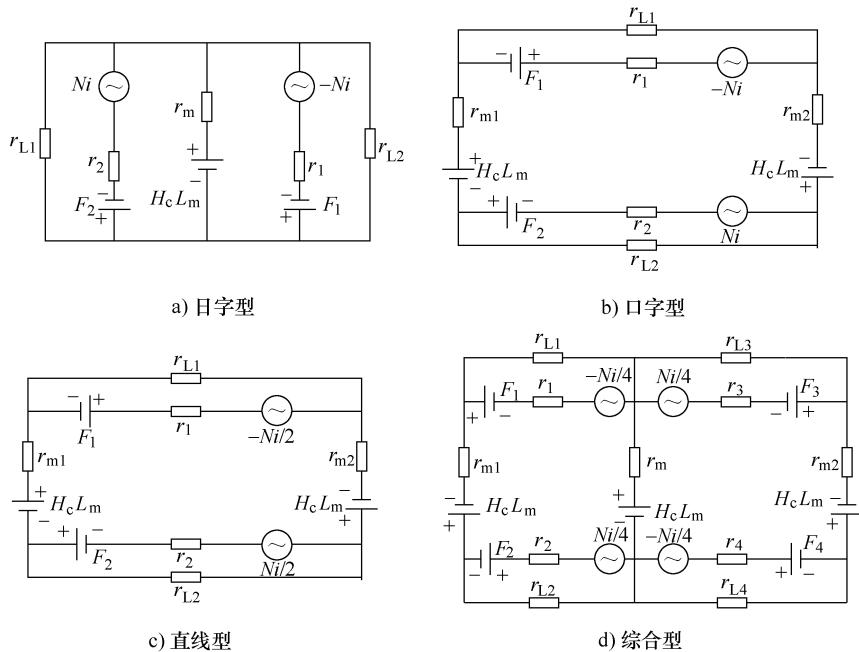


图 5-18 不同拓扑 PMFCL 的动态等效磁路

### 5.3.3 小结

1) 针对四种应用前景较好的永磁饱和型故障限流拓扑开展了比较分析。分析表明, 相对于日字型和口字型这两种双绕组永磁饱和型故障限流拓扑, 采用单绕组的直线型和综合型故障限流拓扑, 更适合于朝高压大容量化方向发展。

2) 基于对不同永磁饱和型限流拓扑的静态与动态场、路特性分析, 建立了其等效磁路模型, 为研究不同限流拓扑的运行机理以及开展拓扑优化奠定了理论和方法基础。

3) 永磁饱和型故障限流拓扑的磁路分析比较复杂, 在铁心和永磁体中磁场分布也不均匀, 同时绕组和铁心中也存在漏磁现象, 不同限流拓扑的磁场分布规律仍需要进一步深入研究。

## 5.4 大容量化参数设计与优化方法

### 5.4.1 大容量化参数设计算法

迄今, 国内外学者已对永磁饱和型故障限流器 (PMFCL) 开展了仿真和实验研究, 并研制了不同拓扑结构的永磁饱和型故障限流器样机。然而这些研究多集中于低压小短路电流场合, 在高压大容量化方面尚未形成系统的结构参数设计方法, 也缺乏面向大容量应用的结构参数优化方案。文献 [3, 4] 提出了一种永磁并联偏置方式的“日”字型磁路结构, 文献 [5, 6] 提出了一种永磁串联偏置方式的“口”字型磁路拓扑。文献 [7] 提出了 2 个环形铁心夹 2 片永磁体的新结构, 并设计了 220 V 实验样机。文献 [8, 9] 提出了一种直线式 PMFCL 拓扑结构 (参见图 5-20), 它包括两对相互配合的铁心和缠绕在铁心上的铜绕组, 而在每对铁心的两端各置有一块永磁体, 且采用左右两组分别限制正、负半波的短路电流。相比于传统的 PMFCL 限流拓扑, 直线式 PMFCL 更加简洁经济, 便于加工制造; 此外, 该结构的永磁体与铁心截面积参数保持相对独立, 为后续结构参数的优化研究提供了有效的技术途径。文献 [9] 亦从温度、外磁场两方面分析了钕铁硼永磁体的稳定性问题, 论证了其应用到 PMFCL 的可行性。

针对直线式 PMFCL 磁拓扑, 基于等效磁路法研究了一种直线式 PMFCL 面向高压大容量化的结构参数设计算法; 提出饱和深度比、电感比以及电感和 3 个重要变量的定义, 并推导出描述参数关系的归一化数学表达式; 藉此将该 PMFCL 结构参数的优化转化为对以上 3 个变量的优化问题, 最后通过基于有限元的场-路耦合仿真对分析结果加以验证。

按照永磁体与软磁铁心组成的磁路形式，可将永磁饱和型故障限流器的拓扑类型分为串联式和并联式两种。串联式拓扑由两组铁心、永磁体以及交流铜绕组构成，目的是为了在正、负半波均能限制短路电流，如图 5-19a 所示。并联式拓扑的左右两个分支铁心，分别用来限制短路电流的正、负半波，且共用同一永磁体产生偏置磁场，如图 5-19b 所示。

无论是串联式还是并联式，交流铜绕组全都绕制在铁心上，其中一个绕组产生的磁动势与永磁体相同，另一绕组则相反。两个绕组串接后与输电线路串联。当系统正常工作时，永磁体产生的很强的直流偏置磁场，可使铁心处于深度饱和状态。此时，额定电流通过绕组产生的交变磁场不足以使铁心脱离饱和区域，该绕组表现为低感抗状态，限流器对系统的影响很小；当系统出现短路故障时，瞬间增大的电流使绕组产生的磁动势足够抵消永磁体的磁动势，限流器的某一组铁心的工作点将从饱和区进入线性区域，使绕组产生很大的感应电动势，对外表现为高阻抗，从而限制了短路电流；若短路电流继续增大到某一值时，交变电流产生的磁动势有可能使铁心进入反向饱和状态，此时限流器则失去限流能力。

由上文原理介绍可知，永磁体对外提供直流偏置磁场的能力，即永磁体偏置能力的强弱，是限流器能否正常工作的关键因素。传统限流拓扑的铁心用量较多，而永磁体占的比重很小，这导致铁心在系统正常工作时难以深度饱和，而短路大电流时又容易反向饱和，造成限流器的工作性能较差。

提出一种直线式 PMFCL 拓扑，如图 5-20 所示。该结构包括一对相互配合的铁心，在铁心的两端分别设有一个永磁体，在两铁心上还分别绕有铜线绕组。左右两组分别用来限制正、负半波短路电流。与

串联式拓扑相比，新型拓扑省去了为构成磁路而需要的截面积较大的铁心部分，结构更加简洁经济，便于加工制造；与并联式拓扑相比，新型拓扑增加了永磁体在限流器中的比重，有利于改进永磁体的偏置能力。更重要的是，新型拓扑中铁心与永磁体的结构参数可任意调节，有利于改进永磁体的偏置能力，为限流器的高压大容量化提供了有效的技术途径。开展的仿真与实验工作，均基于

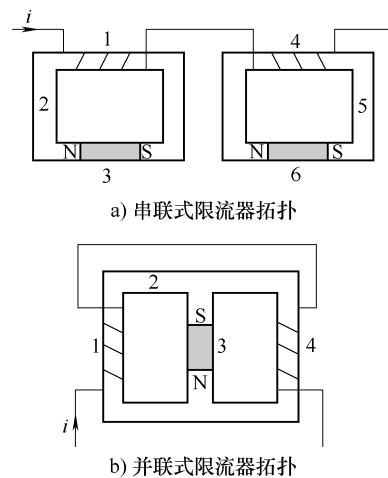


图 5-19 永磁饱和型故障限流器的拓扑原理图

1, 4—绕组 2, 5—铁心 3, 6—永磁体

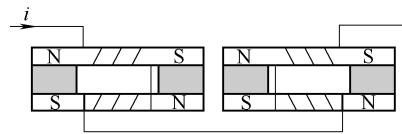


图 5-20 直线式 PMFCL 拓扑示意

该种直线式 PMFCL 拓扑。

构成直线式 PMFCL 结构参数设计算法的基本思路是：基于等效磁路法，并依据永磁体、软磁铁心的相关磁参数以及线路条件，导出 PMFCL 的关键结构参数  $l_m$ 、 $l_e$ 、 $S_m$  和  $S_e$  的数学表达式。

为了便于表述，表 5-7 给出所用的主要符号及其释义。

表 5-7 主要符号的含义

符号	含义	符号	含义
$l_m$ 、 $l_e$	永磁体、铁心的等效磁路长度	$L^+$ 、 $L^-$	正（负）半波限流电感
$H_{e i=0}$	绕组电流为 0 时的铁心磁场强度	$B_{e i=0}$	绕组电流为 0 时的铁心磁感应强度
$V_m$ 、 $V_e$	永磁体、铁心的体积	$S_m$ 、 $S_e$	永磁体、铁心的截面积
$B_r$	永磁体剩磁	$N$	限流绕组匝数
$H_c$	永磁体实际矫顽力	$K_s$	铁心饱和深度比变量
$H'_c$	永磁体计算矫顽力	$\lambda$	电感比变量
$B_s$	铁心饱和磁感应强度	$R_m$ 、 $R_e$	永磁体、铁心的磁阻
$\mu_s$ 、 $\mu_u$	铁心饱和/不饱和磁导率	$i_{\max}$ 、 $i_{\min}$	可限制的最大/最小短路电流峰值
$\mu_m$	永磁体的回复系数	$R_s$ 、 $R_u$	铁心饱和/不饱和磁阻
$\mu_0$	真空磁导率	$Z_{ss}$	系统内阻抗
$\rho$	电感和变量	$Z_{load}$	线路负载阻抗
$H_m$ 、 $H_e$	永磁体、铁心的磁场强度	$\Phi_m$ 、 $\Phi_e$	永磁体、铁心的磁通量
$B_m$ 、 $B_e$	永磁体、铁心的磁感应强度	$\Phi_s$	$B_e = B_s$ 时铁心的磁通量

为简化分析，作如下假设：①磁场在永磁体与铁心内分布均匀，且不考虑漏磁场；②采用三折线型的铁心  $B-H$  曲线，如图 5-21 中曲线 I 所示，忽略铁心磁滞效应；③各媒质均为各向同性材料，且忽略时变场频率  $\omega$  的影响。

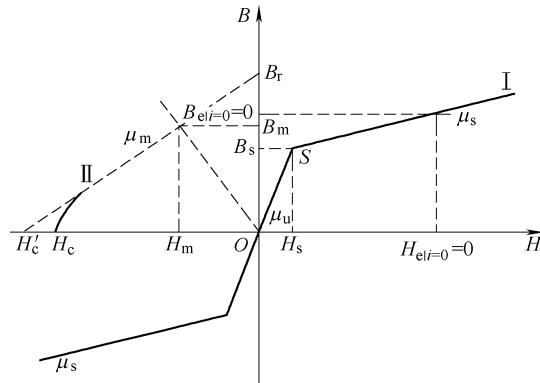


图 5-21 永磁体与铁心的  $B-H$  曲线

以直线式 PMFCL 中限制正半波短路电流的过程为例，应用安培环路定理可得

$$Ni - H'_e l_m + R_m \Phi_m + H_e l_e = 0 \quad (5-40)$$

式中， $R_m = l_m / (\mu_m S_m)$ ； $H'_e = B_e / \mu_m$ 。因钕铁硼 (Nd-Fe-B) 材料的计算矫顽力  $H'_e$  与其实际矫顽力  $H_e$  相差不大，可认为两者近似相等。

由磁通连续性原理可知，通过永磁体的磁通量可用通过铁心的磁通量来表示：

$$\Phi_m = \Phi_e \quad (5-41)$$

因 PMFCL 串联于工频交流系统中，故式 (5-40) 中的磁场强度  $H_e$ 、磁通量  $\Phi_e$  以及电流  $i$  均为时间  $t$  的交变函数，而永磁体的磁动势分量  $-H'_e l_m$  与  $t$  无关。将式 (5-41) 代入式 (5-40) 并对  $t$  求导，可得

$$\frac{dH_e}{dt} = -\frac{1}{l_e} \left( R_m \frac{d\Phi_e}{dt} + N \frac{di}{dt} \right) \quad (5-42)$$

磁通量  $\Phi_e$  与磁场强度  $H_e$  存在如下关系：

$$\frac{d\Phi_e}{dt} = S_e \frac{dB_e}{dt} = S_e \frac{dB_e}{dH_e} \frac{dH_e}{dt} = S_e \mu \frac{dH_e}{dt} \quad (5-43)$$

将式 (5-43) 代入式 (5-42)，并依据法拉第电磁感应定律，可得限流绕组的感应电压  $u$  为

$$u = -N \frac{d\Phi_e}{dt} = \frac{N^2}{\frac{l_e}{\mu S_e} + R_m} \frac{di}{dt} \quad (5-44)$$

式中， $\mu$  为铁心磁导率。

由工作原理知，PMFCL 的总电感  $L_{\text{PMFCL}}$  为正、负半波限流拓扑电感之和。正半波的限流电感  $L^+$ （负半波限流电感  $L^-$  与  $L^+$  相同）可由式 (5-44) 得出

$$L^+ = \frac{N^2}{\frac{l_e}{\mu S_e} + R_m} \quad (5-45)$$

系统正常工作时，正、负半波限流拓扑均处于饱和状态，即  $\mu = \mu_s$ 。定义  $L_s$  为铁心饱和时半波限流器的电感，此时限流器的总电感  $L_{\text{PMFCL}}$  为

$$L_{\text{PMFCL}} = 2L_s = \frac{2N^2}{R_s + R_m} = \frac{N^2 \mu_s \mu_m S_e S_m}{\mu_s S_e l_m + \mu_m S_m l_e} \quad (5-46)$$

式中， $R_s = l_e / (\mu_s S_e)$ 。故铁心饱和时的半波限流器的电感  $L_s$  为

$$L_s = \frac{N^2}{R_s + R_m} \quad (5-47)$$

当系统发生短路时，PMFCL 必有一组限流拓扑退出饱和，另一组仍处于饱和状态。设退出饱和的铁心磁导率为  $\mu_u$ （参见图 5-23），定义  $L_u$  为铁心不饱和

时半波限流拓扑的电感，则整个限流器的电感  $L_{\text{PMFCL}}$  可写为

$$L_{\text{PMFCL}} = L_u + L_s = \frac{N^2}{R_u + R_m} + \frac{N^2}{R_s + R_m} \quad (5-48)$$

式中， $R_u = l_e / (\mu_u S_e)$ 。故铁心不饱和时半波限流拓扑的电感为

$$L_u = \frac{N^2}{R_u + R_m} \quad (5-49)$$

因  $\mu_u \gg \mu_m$ ,  $R_u \ll R_m$ ，此时可忽略  $R_u$ ，则  $L_u$  可改写为

$$L_u = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2 \mu_m S_m}{l_m} \quad (5-50)$$

定义  $\lambda$  为 PMFCL 的电感比变量，即

$$\lambda = \frac{L_u}{L_s} - 1 \quad (5-51)$$

式中， $L_u > L_s$ ，故  $\lambda > 0$ 。

将式 (5-47)、式 (5-50) 代入式 (5-51)，可得铁心与永磁体长度之比 ( $l_e/l_m$ ) 与截面积之比 ( $S_e/S_m$ ) 的关系为

$$\frac{l_e}{l_m} = \lambda \frac{\mu_s}{\mu_m} \frac{S_e}{S_m} \quad (5-52)$$

根据图 5-21 中的曲线 I，当铁心的工作点位于饱和区时，其磁场强度可表示为

$$H_e = \frac{B_s}{\mu_u} + \frac{B_{e|i=0} - B_s}{\mu_s} \quad (5-53)$$

当电流过零时无需考虑绕组影响，PMFCL 的磁路可等效为永磁体与铁心组成的永磁磁路。将式 (5-53) 代入式 (5-40)，令  $i=0$ ，忽略  $R_u$ ，整理可得

$$(B_{e|i=0} - B_s)S_e r_s + B_{e|i=0} S_e r_m = H'_c l_m \quad (5-54)$$

为描述永磁体偏置作用下的铁心饱和程度，定义  $K_s$  为饱和深度比变量，则有

$$K_s = \frac{B_{e|i=0} - B_s}{B_{e|i=0}} \times 100\% \quad (5-55)$$

式中， $B_{e|i=0} > B_s$ ，故  $0 < K_s < 1$ 。

将式 (5-55) 代入式 (5-54)，并代入  $H'_c = B_r/\mu_m$ ，得

$$\frac{\frac{1 - K_s}{l_e} + \frac{1}{\mu_s} \frac{S_e}{l_m}}{\frac{K_s}{\mu_s} \frac{l_e}{l_m} + \frac{1}{\mu_m} \frac{S_e}{S_m}} = \frac{\mu_m B_s}{B_r} \quad (5-56)$$

整理后得  $S_e/S_m$  与电感比、饱和深度比两变量的数量关系如下：

$$\frac{S_e}{S_m} = \frac{B_r}{B_s} \frac{1 - K_s}{\lambda K_s + 1} \quad (5-57)$$

根据 PMFCL 工作原理, 当  $\Phi_e = \Phi_s = B_s S_e$  时, 铁心刚好退出正向饱和状态而开始限流, 此时的电流为限流器可限制的最小短路电流, 以  $i_{\min}$  表征其峰值, 代入式 (5-40), 并忽略  $R_u$ , 可得

$$i_{\min} = \frac{H'_c l_m - \Phi_s R_m}{N} = \frac{l_m}{\mu_m N} \left( B_r - B_s \frac{S_e}{S_m} \right) \quad (5-58)$$

当  $\Phi_e = -\Phi_s = -B_s S_e$  时, 铁心刚好进入反向饱和态, 限流器恰好失去限流能力, 此时的电流为限流器可限制的最大短路电流, 以  $i_{\max}$  表征其峰值, 代入式 (5-40), 并忽略  $R_u$ , 可得

$$i_{\max} = \frac{H'_c l_m + \Phi_s R_m}{N} = \frac{l_m}{\mu_m N} \left( B_r + B_s \frac{S_e}{S_m} \right) \quad (5-59)$$

进而得到式 (5-59) 与式 (5-58) 的商与差为

$$\frac{i_{\max}}{i_{\min}} = \frac{B_r + B_s \frac{S_e}{S_m}}{B_r - B_s \frac{S_e}{S_m}} \quad (5-60)$$

$$i_{\max} - i_{\min} = \frac{2B_s}{\mu_m N} \frac{S_e}{S_m} l_m \quad (5-61)$$

将式 (5-57) 分别代入式 (5-60)、式 (5-61), 消去  $S_e/S_m$  与  $i_{\min}$ , 可得永磁体长度的表达式为

$$l_m = \frac{Ni_{\max}}{H'_c \left( 1 + \frac{1 - K_s}{\lambda K_s + 1} \right)} \quad (5-62)$$

将式 (5-62) 代入式 (5-60), 得永磁体截面积为

$$S_m = \frac{L_u i_{\max}}{NB_r \left( 1 + \frac{1 - K_s}{\lambda K_s + 1} \right)} \quad (5-63)$$

将式 (5-63) 代入式 (5-57), 得铁心截面积表达式为

$$S_e = \frac{L_u i_{\max}}{NB_s \left( 1 + \frac{\lambda K_s + 1}{1 - K_s} \right)} \quad (5-64)$$

将式 (5-62) 代入式 (5-52), 得铁心长度表达式为

$$l_e = \frac{\lambda \mu_s Ni_{\max}}{B_s \left( 1 + \frac{\lambda K_s + 1}{1 - K_s} \right)} \quad (5-65)$$

式 (5-62) ~ 式 (5-65) 构成了优化 PMFCL 关键结构参数的基本数量关系方程。

### 5.4.2 大容量化参数优化研究及算例分析

#### 1. 大容量化参数优化研究

在大容量应用场合，系统正常和短路时的电流相差悬殊，在不改变磁性材料的前提下，PMFCL朝大容量发展，需考虑如下问题：

1)  $i_{\min}$  是限流器发生状态转换时的重要阈值， $i_{\min}$  过小且接近额定电流时，可能发生误动现象； $i_{\min}$  过大且接近系统短路电流时，可能发生拒动现象，故必须以限流器不拒动且不误动为目标，优化限流器的结构参数；

2) PMFCL 作为串联设备，应将其对系统的影响控制到最小，在限流能力不变的前提下，应确保其工作压降小于线路额定压降的 5%；

3) 经济成本与制造难易程度也是 PMFCL 结构参数优化研究中必须考虑的因素，在保证限流能力且可靠运行的条件下，应追求用料较少的参数设计方案，以适应大容量化的设计要求；此外，由于难以找到合适的充磁机及装配器械，在保证偏置能力的前提下，其尺寸应越小越好。

基于上述优化约束条件，对上文导出的 4 个参数设计公式进行改进，以期获得大容量条件下的结构参数优化方法。

如图 5-22 所示，曲线 DABCE 为正半波限流拓扑铁心工作点的轨迹，BE、AB 和 DA 分别表示限流器的正向饱和态、退饱和态及反向饱和态。拐点 A ( $-B_s, i_{\max}$ ) 为铁心退饱和态与反向饱和态的分界点。系统发生故障时，铁心将进入退饱和态而开始限流。若短路电流过大，铁心工作点将越过拐点 A，落入反向饱和态 DA 段，两绕组对外均表现为低感抗而失去限流能力，这是设计 PMFCL 不允许出现的情况。

为避免铁心反向饱和，在设计时应留有一定裕量，同时考虑到经济成本，可将  $i_{\max}$  设定为经限流器限制后的短路电流峰值的 1.1~1.2 倍。对于图 5-23 所示的单电源系统模型，发生短路后参数应满足

$$\frac{i_{\max}}{120\% \times \sqrt{2}} = \frac{U_{ss}}{\sqrt{(R_{ss} + R_{FCL})^2 + \omega^2} (L_{ss} + L_u + L_s)^2} \quad (5-66)$$

式中， $U_{ss}$  为电源电压有效值； $R_{ss}$ 、 $L_{ss}$  分别为电源端的等效电阻与电感； $R_{FCL}$  为限流器的等效内阻。

将式 (5-66) 中的  $L_u + L_s$  定义为限流器的

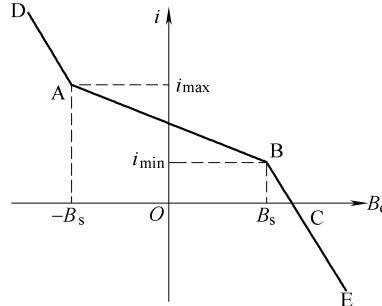


图 5-22 铁心的  $i$ - $B_e$  曲线

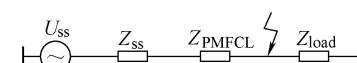


图 5-23 串联 PMFCL 的单电源系统模型

电感和变量  $\rho$ , 其大小表征了限流能力, 即

$$\rho = L_u + L_s \quad (5-67)$$

将式 (5-67) 代入式 (5-66), 忽略电阻影响, 则  $i_{\max}$  为电感和  $\rho$  的函数, 即

$$i_{\max} = \frac{1.7U_{ss}}{\omega (L_{ss} + \rho)} = f(\rho) \quad (5-68)$$

在系统参数不变时,  $i_{\max}$  只与电感和  $\rho$  有关, 且当 PMFCL 的限流能力越强时,  $i_{\max}$  越小。结合图 5-22 可知, 拐点 A 仅取决于电感和  $\rho$ 。

图 5-22 中, 拐点 B ( $B_s$ ,  $i_{\min}$ ) 为铁心正向饱和态与退饱和态的分界点。通过正常工作电流时, 铁心处于正向饱和状态 BE 段。当系统电流急剧增大时, 铁心工作点将进入 AB 段, PMFCL 开始动作而限流。

图 5-22 中, AB 段的斜率  $k_{AB}$  与铁心的不饱和电感成正比, 即

$$k_{AB} = \frac{B_s - (-B_s)}{i_{\max} - i_{\min}} = \frac{L_u}{NS_e} \quad (5-69)$$

BE 段斜率与铁心正向饱和时的电感成正比, 即

$$k_{BE} = \frac{(B_{e+i=0} - B_s)}{i_{\min}} = \frac{L_s}{NS_e} \quad (5-70)$$

将式 (5-69) 除以式 (5-70), 并代入式 (5-55), 可得

$$\frac{L_u}{L_s} = \frac{2\left(\frac{1}{K_s} - 1\right)}{\frac{i_{\max}}{i_{\min}} - 1} \quad (5-71)$$

以电感比变量  $\lambda$  置换, 并代入式 (5-68), 可得

$$i_{\min} = \frac{f(\rho)(\lambda + 1)}{\lambda + \frac{2}{K_s} - 1} \quad (5-72)$$

由式 (5-72) 可知, PMFCL 的最小可限制电流峰值  $i_{\min}$  由  $K_s$ 、 $\lambda$  和  $\rho$  共同决定, 即图 5-22 中的拐点 B 亦由这 3 个变量决定。

图 5-22 中, 曲线 DABCE 与  $B_e$  轴相交于点 C ( $B_{e+i=0}$ , 0), 对应绕组电流过零时, 由饱和深度比变量  $K_s$  的定义可知, 点 C 仅由  $K_s$  决定。

图 5-22 中的 A、B、C 3 点, 分别由  $K_s$ 、 $\lambda$  和  $\rho$  中的 1 个或几个参数决定。当确定了这 3 个变量后,  $i-B_e$  曲线便可确定。

根据式 (5-51)、式 (5-67),  $L_u$  与  $L_s$  可表示为

$$L_u = \frac{\lambda + 1}{\lambda + 2} \rho \quad (5-73)$$

$$L_s = \frac{\rho}{\lambda + 2} \quad (5-74)$$

将式(5-73)与式(5-68)分别代入式(5-62)~式(5-65), 得到

$$l_m = \frac{N\mu_m f(\rho)}{B_r \left(1 + \frac{1 - K_s}{\lambda K_s + 1}\right)} \quad (5-75)$$

$$S_m = \frac{\rho f(\rho) (\lambda + 1)}{NB_r (\lambda + 2) \left(1 + \frac{1 - K_s}{\lambda K_s + 1}\right)} \quad (5-76)$$

$$S_e = \frac{\rho f(\rho) (\lambda + 1)}{NB_s (\lambda + 2) \left(1 + \frac{\lambda K_s + 1}{1 - K_s}\right)} \quad (5-77)$$

$$l_e = \frac{N\mu_m \lambda f(\rho)}{B_s \left(1 + \frac{\lambda K_s + 1}{1 - K_s}\right)} \quad (5-78)$$

由此, PMFCL 的 4 个关键结构参数, 均可用饱和深度比  $K_s$ 、电感比  $\lambda$  和电感和  $\rho$  3 个变量来表示。因  $K_s$ 、 $\lambda$  和  $\rho$  3 个变量之间相互独立, 在磁性材料及绕组匝数一定的前提下, PMFCL 结构参数的优化可转化为对  $K_s$ 、 $\lambda$  和  $\rho$  的优化, 即对铁心  $i$ - $B_e$  曲线上 3 个关键点的优化问题。

## 2. 大容量化参数优化实例

针对 110 kV 线路发生三相接地短路时的情形进行实例分析, 分析其中一相, 线路模型如图 5-23 所示。相电压有效值  $U_{ss}$  为 63.5 kV, 电源内阻抗  $Z_{ss}$  为  $(0.85 + j0.84)$  Ω。该线路负荷电流为 1kA, 预期短路电流稳态有效值为 50kA。限流绕组为 50 匝, 附加电阻为 0.2Ω。铁心采用冷轧取向硅钢 DW540-50, 永磁体采用 Nd-Fe-B 材料 N35, 参数见表 5-8。

表 5-8 PMFCL 中磁性材料参数

磁性材料	参 数
铁心 (DW540-50)	$B_s = 1.78$ T $\mu_s = 25\mu_0 = 3.14 \times 10^{-5}$ Wb/(A · m) $\mu_u = 9950\mu_0 = 1.25 \times 10^{-2}$ Wb/(A · m)

(续)

磁性材料	参 数
	$B_r = 1.22\text{T}$
永磁体 (N35)	$H_c = 8.68 \times 10^5 \text{ A/m}$
	$\mu_m = 1.12 \mu_0 = 1.4 \times 10^{-6} \text{ Wb/(A \cdot m)}$

### (1) 电感比变量对结构参数的影响

电感比变量  $\lambda$  表征限流器电抗在铁心正向饱和态与不饱和态之间的转换能力,  $\lambda$  与限流能力无关。设 PMFCL 可将短路电流从 50kA 限制到 25kA, 则  $i_{\max} = 120\% \times \sqrt{2} \times 25\text{kA} = 42.4\text{kA}$ ; 再根据式 (5-68), 得总限流电感  $\rho$  为 4.8mH。设  $B_{e|i=0}$  为 2.1T, 则饱和深度比  $K_s$  为 15.2%。

保持  $K_s$  和  $\rho$  不变, 分别将  $\lambda = 0.5, 1, 2, \dots, 7$  共 8 组数据代入式 (5-75)、(5-78) 中, 得到表 5-9 所示的 PMFCL 结构参数与电感比的关系, 每一列对应一种结构参数设计方案。由表 5-9 可知, 随着  $\lambda$  增大, 永磁体厚度与截面积均有所增加, 铁心截面积呈先增后减的趋势, 但总体影响不大。铁心长度受  $\lambda$  影响最大, 在电感比变化区间内,  $l_e$  增加了近 70m。

表 5-9 PMFCL 结构参数与电感比的关系

结构 参数	$\lambda$							
	0.5	1	2	3	4	5	6	7
$l_m/\text{m}$	1.37	1.41	1.48	1.55	1.60	1.65	1.69	1.73
$l_e/\text{m}$	8.24	15.9	29.5	41.3	51.7	60.8	69.0	76.3
$S_m/\text{m}^2$	1.12	1.28	1.52	1.69	1.82	1.92	2.02	2.10
$S_e/\text{m}^2$	0.60	0.65	0.68	0.67	0.66	0.64	0.62	0.59
$V_m/\text{m}^3$	1.53	1.80	2.25	2.62	2.91	3.17	3.41	3.63
$V_e/\text{m}^3$	4.94	10.3	19.9	27.8	34.0	38.6	42.4	45.2
$i_{\min}/\text{kA}$	5.02	6.45	8.99	11.2	13.1	14.8	16.4	17.7

$\lambda = 0.5, 7$  两种设计方案下的  $i-B_e$  曲线如图 5-24 所示。由图 5-24 可见, 两条曲线均经过点 A, 表明两设计方案的限流能力相同; 两条曲线均经过点 C, 表明虽然两方案采用不同厚度的永磁体, 但两者偏置能力却完全一致。随着  $\lambda$  增加, 铁心的饱和电感  $L_s$  逐渐减小而不饱和电感  $L_u$  逐渐增大, 使  $i-B_e$  曲线的点 B 向点 B' 移动, 并使  $i_{\min}$  也随之增大。

根据直线式 PMFCL 的拓扑结构特点, 磁性材料的用量可用其体积来衡量, 即

$$V_m = l_m S_m, \quad V_e = l_e S_e \quad (5-79)$$

由表5-9可知,  $\lambda$ 对铁心材料的用料影响最大,  $\lambda$ 越大, 则需要更多的铁心材料以维持内部电感  $L_u$  与  $L_s$  的转换, 从经济角度考虑不可取; 但  $\lambda$ 也不能太小, 当  $\lambda=0.5$  时, 虽然  $i_{\min}$  仍高于系统额定电流, 但此时限流电抗上的正常工作压降  $U/U_{ss}=3.97\%$ , 接近 5%, 对系统的影响已不可忽略。综合考虑, 将  $\lambda=1$  作为电感比的最优值, 此时限流电抗上的正常工作压降  $U/U_{ss}=1.78\%$ 。

### (2) 饱和深度比变量对结构参数的影响

饱和深度比  $K_s$  表征 PMFCL 中永磁体对铁心的磁偏置能力。这里, 电感比采用最优值  $\lambda=1$ , 电感和仍为 4.8mH。保持  $\lambda$  和  $\rho$  不变, 分别将  $K_s=1.11\% \sim 28.8\%$  共 8 组数据代入式(5-75) ~ 式(5-78)中, 所得结果见表 5-10。由表 5-10 可以看出, 随着  $K_s$  增大, 永磁体厚度与截面积均有所增加, 铁心长度与截面积有所减少, 但总体来看, 饱和深度比对磁性材料的影响不大。

表 5-10 PMFCL 结构参数与饱和深度比变量的关系

结构参数	$K_s$ (%)							
	1.11	6.32	11	15.2	19.1	22.6	25.8	28.8
$B_{e i=0}/T$	1.80	1.90	2.00	2.10	2.20	2.30	2.40	2.50
$l_m/m$	1.24	1.30	1.36	1.41	1.46	1.50	1.54	1.57
$l_e/m$	18.5	17.5	16.6	15.9	15.1	14.5	13.9	13.3
$S_m/m^2$	1.13	1.18	1.23	1.28	1.33	1.36	1.40	1.43
$S_e/m^2$	0.76	0.71	0.68	0.65	0.62	0.59	0.57	0.54
$V_m/m^3$	1.40	1.53	1.67	1.80	1.94	2.04	2.16	2.25
$V_e/m^3$	13.9	12.5	11.3	10.3	9.34	8.54	7.86	7.23
$i_{\min}/kA$	0.47	2.68	4.67	6.45	8.10	9.59	11.0	12.2

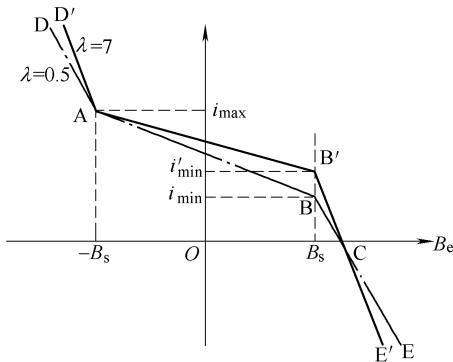


图 5-24 不同电感比的  $i-B_e$  曲线

$K_s=1.11\%、28.8\%$  两种设计方案下的  $i-B_e$  曲线如图 5-25 所示。由图 5-25 可见, 两条曲线均经过点 A, 说明两设计方案的限流能力相同。根据式(5-72)可知, 随着  $K_s$  的减小,  $i-B_e$  曲线的点 B' 将沿虚线向点 B 移动, 使得  $i_{\min}$  也随之减小; 但  $K_s$  也不宜太小, 如  $K_s=1.11\%$  与  $K_s=6.32\%$  两组中的  $i_{\min}$  均接近系统额定电流, 不利于 PMFCL 可靠运行。综合表 5-10 所示的计算结果, 当  $K_s=11\%$  时,  $i_{\min}$  大小较合适, 且经济性能优异, 可作为饱和深度比的最优值。

## (3) 电感和变量对结构参数的影响

电感和  $\rho$  表征 PMFCL 的限流能力。

这里, 电感比与饱和深度比分别采用上文分析的最优值  $\lambda = 1$  与  $K_s = 11\%$ 。保持  $\lambda$  和  $K_s$  不变, 将  $\rho = 1.2 \sim 38\text{mH}$  共 8 组数据代入式 (5-75) ~ 式 (5-78) 中, 结果见表 5-11。由表 5-11 可见, 随着  $\rho$  增加, 永磁体与铁心的长度参数均呈递减趋势, 而截面积参数则呈现递增趋势。

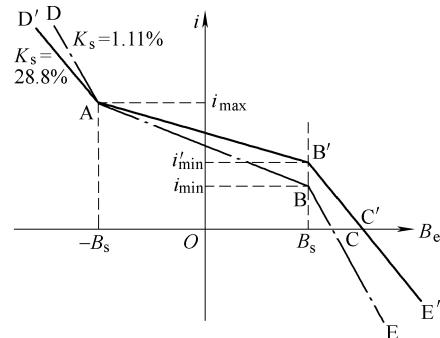
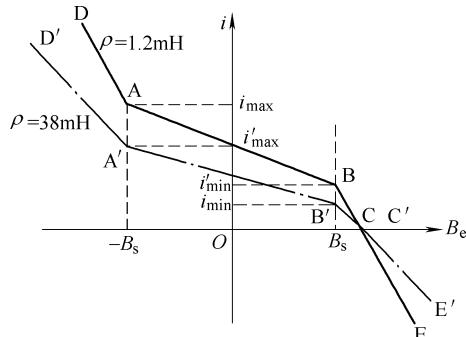
图 5-25 不同饱和深度比的  $i$ - $B_e$  曲线

表 5-11 PMFCL 结构参数与电感和变量的关系

结构参数	$\rho/\text{mH}$							
	1.2	2	3.2	4.8	6.9	12.3	17.2	38
$f(\rho)/\text{kA}$	68.9	59.4	50.9	42.4	33.9	25.5	17.0	8.48
$l_m/\text{m}$	2.18	1.90	1.63	1.36	1.09	0.82	0.54	0.27
$l_e/\text{m}$	26.6	23.3	20.0	16.7	13.3	10.0	6.67	3.33
$S_m/\text{m}^2$	0.50	0.72	0.99	1.23	1.42	1.59	1.77	1.96
$S_e/\text{m}^2$	0.27	0.40	0.54	0.68	0.78	0.87	0.97	1.07
$V_m/\text{m}^3$	1.08	1.37	1.61	1.67	1.55	1.30	0.97	0.53
$V_e/\text{m}^3$	7.22	9.21	10.8	11.3	10.4	8.72	6.47	3.57
$i_{\min}/\text{kA}$	7.47	6.53	6.00	4.67	3.39	2.80	1.87	0.93
$(U/U_{ss})/(\%)$	0.39	0.65	1.05	1.57	2.26	3.37	5.62	12.4

$\rho = 1.2\text{mH}$ 、 $38\text{mH}$  两种设计方案下的  $i$ - $B_e$  曲线如图 5-26 所示。由图 5-26 可见, 随  $\rho$  增加, 点 A 沿虚线向 A' 移动 (参见式 (5-68)、式 (5-72)), 又因  $f(\rho)$  与  $i_{\min}$  成正比, 使点 B 向 B' 移动; 两曲线均过点 C, 说明两限流方案的磁偏置能力相同。

随着  $\rho$  增大, 正常工作压降  $U/U_{ss}$  也随之增加, 当  $\rho = 17.2\text{mH}$  时,  $U/U_{ss}$  已超过设计限流器所允许的最大值 5%。另外, 铁心与永磁体的用量  $V_e$  与  $V_m$  均呈现先增后减的趋势, 且在  $\rho = 4.8\text{mH}$  左右出现极大值。同时, 当  $\rho > 6.9\text{mH}$  后,  $i_{\min}$  也将接近系统额定电流。综合考虑大尺寸永磁体经济性以及制造难度, 取  $\rho = 6.9\text{mH}$  作为最优值。

图 5-26 不同电感和的  $i$ - $B_e$  曲线

### 3. 仿真验证

根据上述设计实例，得到 110kV 系统 PMFCL 的最优变量组合为： $\lambda = 1$ ， $K_s = 11\%$ ， $\rho = 4.8\text{mH}$ 。由此算得的结构参数为： $l_m = 1.09\text{m}$ ， $l_e = 13.3\text{m}$ ， $S_m = 1.42\text{m}^2$ ， $S_e = 0.78\text{m}^2$ 。为验证提出的结构参数优化算法及设计实例结果的合理性，采用 ANSOFT Maxwell-2D 软件建立了基于有限元的直线式 PMFCL 的场-路耦合仿真模型，获得了永磁体与软磁铁心的磁场分布图。图 5-27 为短路发生后在第一个半波的短路电流峰值时 PMFCL 的磁感应强度分布。线段 AB 的磁感应强度分布如图 5-28 所示，由图 5-27 和图 5-28 可知，此时被绕组线圈包围的铁心磁感应强度约为 1.78T，接近反向饱和状态。仿真结果验证了参数优化算法的有效性。

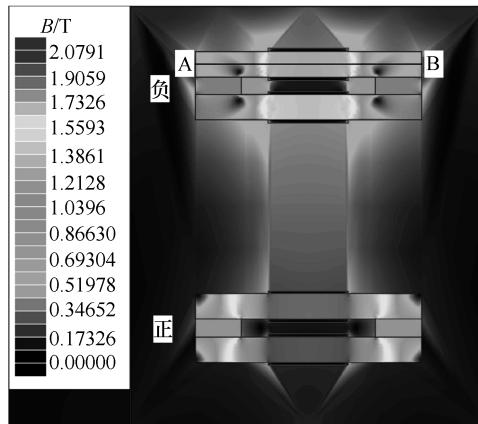


图 5-27 PMFCL 磁感应强度分布图

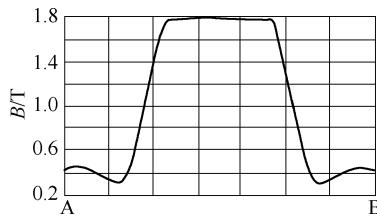


图 5-28 铁心 AB 段磁感应强度

### 5.4.3 小结

- 直线式 PMFCL 磁拓扑结构的经济性较好且便于制造，为实现大容量化提供了技术途径。
- 基于饱和深度比、电感比与电感和 3 个独立变量，构建了描述直线式 PMFCL 结构参数数量关系的基本方程。进一步将结构参数优化转化为 3 个变量的优化问题，为获得 PMFCL 的最优结构参数奠定了算法基础。
- 将参数优化算法应用于 110 kV 系统设计实例，并基于 ANSOFT Maxwell-2D 软件建立了基于有限元的直线式 PMFCL 的场-路耦合仿真模型，获得了永磁体与软磁铁心的磁场分布图。图 5-27 为短路发生后在第一个半波的短路电流峰值时 PMFCL 的磁感应强度分布。线段 AB 的磁感应强度分布如图 5-28 所示，由图 5-27 和图 5-28 可知，此时被绕组线圈包围的铁心磁感应强度约为 1.78T，接近反向饱和状态。仿真结果验证了参数优化算法的有效性。

2D 软件建立了直线式 PMFCL 的场-路耦合仿真模型，验证了算法及优化结果的有效性。

## 5.5 实验研究与拓扑优化

### 5.5.1 小容量等级综合限流特性实验

本课题组在永磁偏置式限流拓扑、磁材料选型与深度饱和磁特性、仿真建模、实验研究以及大容量化等方面开展了较充分的前期预研究工作。对多种软磁和硬磁材料的力学性能、磁性能和经济性作了比较分析，提出了永磁偏置饱和式限流拓扑中软磁铁心和永磁体的选材准则。对现有的多种永磁限流拓扑进行了比较分析，得到了初步的等效磁路模型。课题组还设计多种较小容量的限流拓扑进行了 220V 低压物理模拟实验，获得了半波和全波限流的特性曲线，如图 5-29 所示。

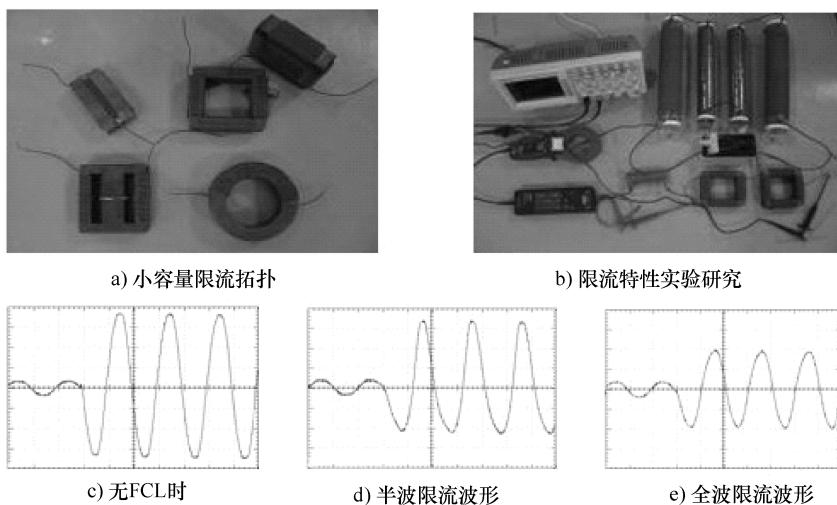


图 5-29 较小容量限流拓扑实验研究

在此基础上，针对应用前景较好的几种限流拓扑结构，研制了较大容量的千伏级实验样机，如图 5-30 所示。综合制造工艺、限流特性、预期成本等方面而言，ZX-II 型限流拓扑的磁路性能优异且经济实用，是一种面向大容量化应用的理想限流拓扑。结合磁特性测试技术，针对 ZX-II 型限流拓扑进行了半波限流实验，如图 5-31 所示。藉此详细评估了正常工作时软磁铁心饱和深度、故障限流时铁心内部磁感应强度  $B$  随电流  $I$  的变化规律，已找到提高永磁体偏置能力和改善限流性能的有效技术途径，为永磁偏置饱和式故障限流器的大容量化研究

提供了实验支撑与基础依据。

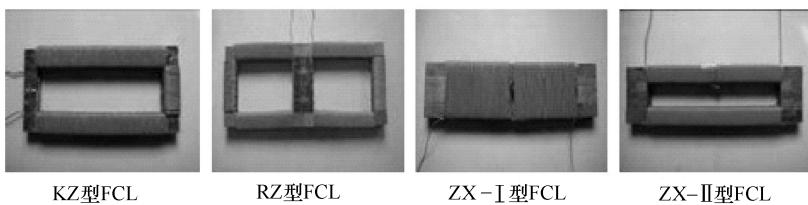
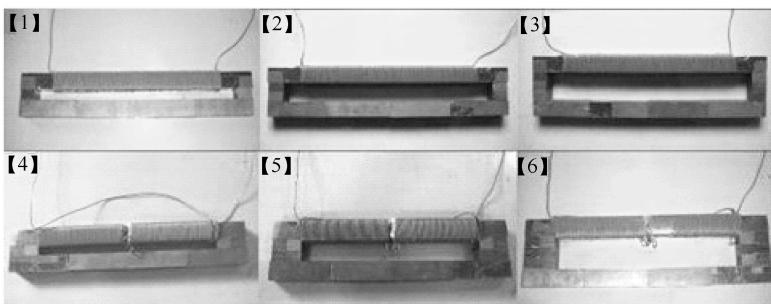


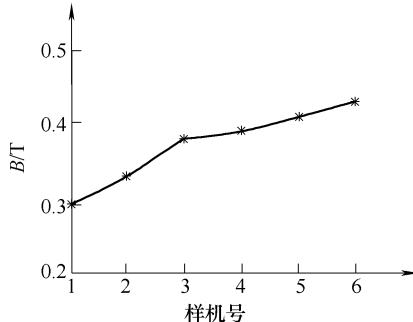
图 5-30 较大容量限流拓扑结构



a) 实验拓扑(样机1~6号, 改变永磁体长度和截面积等)



b) 实验现场



c) 样机铁心(铁氧体)正常运行时饱和磁场

图 5-31 ZX-II 型拓扑的半波限流实验研究

基于提出的新型 PMFCL 拓扑，通过有限元分析研究了永磁体结构参数对铁心饱和深度比的影响，并进行了实验验证，如图 5-32 所示。工频试验电压源的内阻  $R_0$  为  $2.5\Omega$ ，负载电阻为  $40\Omega$ ，可限制正半波电流的 PMFCL 串联在线路中，开关 K 在  $0.03\text{s}$  将负载短路。铁心选择 R2KW 铁氧体（饱和磁感应强度为  $B_s = 0.39\text{T}$ ，饱和磁场强度  $H_s = 1194\text{A/m}$ ），截面积  $S_u = 16\text{cm}^2$ ，等效磁路长度  $l_u = 32\text{cm}$ ；绕组匝数为 580 匝，导线外径为  $3\text{mm}$ ；永磁体采用 N35 钕铁硼（剩余磁感应强度  $B_r = 1.22\text{T}$ ，矫顽力  $H_c = 8.68 \times 10^5\text{A/m}$ ）。

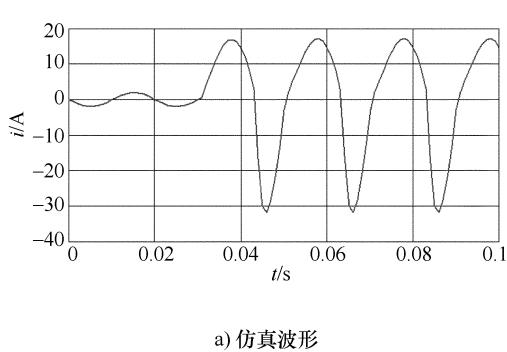
此外，对于不同结构参数的限流器，调节试验电压源  $U_s$  的幅值，使开关 K

闭合时铁心的工作点刚好进入反向饱和区域，则此时通过绕组的短路电流即为限流器能够限制的最大短路电流。比较最大短路电流  $I_{\max}$  的大小，即可验证所提出的两种提高铁心饱和深度比方法的正确性。

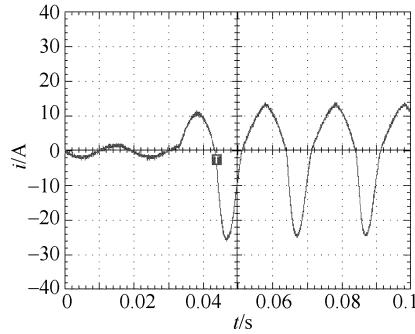
图 5-33 ~ 图 5-35 分别为仿真与小容量实验得到的绕组电流波形。相比图 5-33 的实验条件，图 5-34 对应的永磁体截面积没有改变，只是厚度增加了，铁心的饱和深度比从 11.57% 提高到



图 5-32 实验现场图



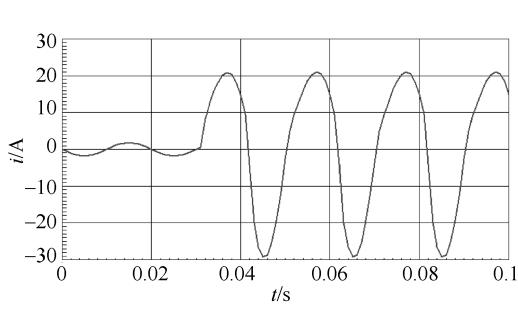
a) 仿真波形



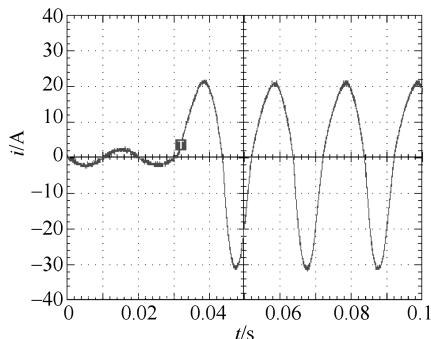
b) 实验波形

图 5-33 绕组电流波形

$$(U_s = 60V, l_m = 2.5 \times 2cm = 5cm, S_m = 16cm^2, K_s = 11.57\%)$$



a) 仿真波形



b) 实验波形

图 5-34 绕组电流波形

$$(U_s = 75V, l_m = 2.5 \times 3cm = 7.5cm, S_m = 16cm^2, K_s = 21.38\%)$$

21.38%，可限制的最大短路电流从14A提高到21A，验证了提出的第一种方法（即增加永磁体厚度）的有效性，可显著提升PMFCL的限流能力。

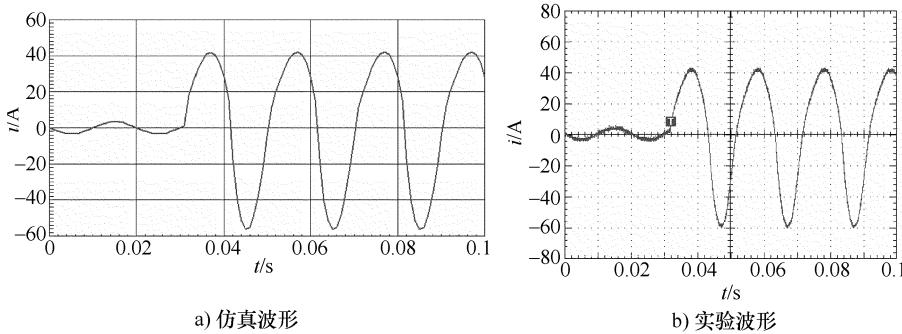


图 5-35 绕组电流波形

$$(U_s = 100V, l_m = 2.5 \times 3cm = 7.5cm, S_m = 16cm \times 2cm = 32cm^2, K_s = 35.05\%)$$

图5-35与图5-34相比，永磁体的厚度没有变化，而只是增加了截面积，铁心的饱和深度比从21.38%提高到35.05%，可限制的最大短路电流从21A提高到40.5A，验证了提出的第二种方法（即增加永磁体的截面积）的有效性，也可显著提升PMFCL的限流能力。

综上所述，通过增加永磁体的厚度与截面积均可获得较优的铁心饱和深度比，为PMFCL的高压大容量化提供了技术依据。

### 5.5.2 永磁体稳定性机理研究

永磁体是PMFCL中的关键部件，需长时间工作在受多种外界因素影响的环境中，但要求输出稳定可靠的磁能。近二十多年来，钕铁硼永磁体（Nd-Fe-B Based Permanent Magnet）的快速发展，使其应用到PMFCL中成为可能。钕铁硼永磁体的稳定性，直接关系到PMFCL能否正常工作以及短路时能否可靠限流。必须确保应用到PMFCL的钕铁硼永磁体具有较好的温度和外磁场稳定性，下文将对此进行重点讨论。

#### 1. 温度稳定性分析

钕铁硼永磁材料的温度影响主要包括可逆温度变化和不可逆温度变化两类，且磁性能均随温度的上升而下降。其中，可逆温度影响是指磁性能变化随温度的恢复而自发地得到恢复，约占总损失的60%；受不可逆温度影响的磁性能损失后，不能自然恢复，但可经过再次磁化而得到恢复，约占总损失的40%。因此，为保证限流器在各种工况下正常工作，在采用外部冷却等措施的基础上，应选择温度稳定性能较优的钕铁硼永磁体型号。

1) 针对可逆温度变化。首先，可选择近些年来广泛应用到永磁电机领域的

低可逆温度系数钕铁硼永磁体，其剩磁可逆温度系数  $\alpha \leq -0.08\%/\text{°C}$ ，内禀矫顽力可逆温度系数  $\beta \leq -0.45\%/\text{°C}$ 。其次，可选择矫顽力更大的钕铁硼永磁体以保证更高的使用温度。如表 5-12 所示，对于安装在室外的 PMFCL，选择牌号为 H 及其以上型号的钕铁硼永磁体，已能满足限流器现场运行的温度稳定性要求。

表 5-12 钕铁硼永磁体的最高使用温度

牌号	矫顽力下限值/(kA/m)	最高使用温度/°C
N	955	60
M	1114	100
H	1353	120
SH	1592	150
UH	1990	180
EH	2388	200

2) 针对不可逆温度变化。为减小由不可逆温度变化造成的磁损失，可事先对钕铁硼永磁体采取人工老化的办法；此外选取矫顽力大的钕铁硼永磁体也可在一定程度上减小不可逆磁损失。

## 2. 外磁场稳定性

通过限流拓扑的优化设计以及磁材料的优选，应用到 PMFCL 的钕铁硼永磁体可具有较好的外磁场稳定性，且不会发生退磁现象，分以下 4 个方面进行说明。

1) 从钕铁硼的磁材料学角度分析。首先，钕铁硼永磁体的矫顽力是所有已知永磁体中最大的，而矫顽力大的永磁体其本身对外输出磁能更加稳定，受外磁场影响变化不大。此外，钕铁硼永磁体的退磁曲线基本上是一条直线，其斜率接近回复磁导率  $\mu_r$ ，即满足  $B_r = \mu_r H'_c$ ，其中  $B_r$  和  $H'_c$  为永磁体的剩磁和矫顽力，如图 5-23 所示。退磁曲线与回复线基本重合这一现象说明，在正常的工作范围以内，钕铁硼永磁体的工作点随外磁场变化时几乎不会发生退磁现象。

2) 从 PMFCL 的工作原理分析。系统正常工作时，绕组上的电流很小，交变磁场对钕铁硼永磁体的影响可忽略不计；系统发生短路时，强交变磁场使钕铁硼永磁体的工作点往复变化，但变化幅度仍然很小，不会发生退磁现象。实际上，由绕组产生的外磁场必须增加到接近钕铁硼永磁体的弛豫矫顽力  $H_{cr}$  时，才可能使永磁体发生明显退磁现象， $H_{cr} \approx (1.2 \sim 1.3) H_c$ ，而在设计限流器时已经为此留出了充分的裕度。

3) 从 PMFCL 的结构特点分析。新型 PMFCL 的拓扑结构已从保护永磁体稳定性角度较传统限流器进行了优化与改进。如图 5-22 所示，绕组产生的交流

磁通方向与永磁体的直流磁通方向垂直，这大大降低了永磁体发生退磁的可能性。

4) 外磁场稳定性的初步实验研究。表 5-13 为一新型 PMFCL 的绕组长时间(1h)流过故障电流  $I$  时, 记录的钕铁硼永磁体(牌号为 N35)的磁感应强度  $B_{PM}$ 。由表 5-13 可知, 外磁场对永磁体的工作点影响极小, 钕铁硼永磁体的外磁场稳定性能可满足 PMFCL 的运行要求。

表 5-13 钕铁硼永磁体的外磁场稳定性实验

电源电压/V	$B_{PM}/T$	$I/A$
0	0.8367	0
10	0.8366	3.8
20	0.8364	6.2
30	0.8363	9.9
40	0.8362	10.2
50	0.8360	12.4
60	0.8359	14.1
70	0.8358	18.0

## 5.6 总结

通过对永磁饱和型故障限流器的原理分析, 提出了永磁体和软磁铁心的工作点配合策略。正常工作时永磁体的剩磁应要求足够大, 使铁心可靠处于深饱和状态; 短路限流时要求软磁铁心的磁感应强度不能太小, 以保证永磁体工作点仍可运动在其回复线上。其中, 软磁铁心在永磁饱和型故障限流器中起到非常重要的作用, 其磁导率的状态变化决定了限流器的限流能力。在此基础上, 通过对多种永磁和软磁材料的性能进行比较分析, 提出了永磁饱和型故障限流器中磁性材料的一般选型原则。

基于对四种应用前景较好的永磁饱和型故障限流器静态和动态磁特性分析, 建立了其等效磁路模型, 为研究不同限流拓扑的运行机理以及开展拓扑优化奠定了理论基础。

基于定义的饱和深度比、电感比与电感和这三个独立变量, 构建了描述直线式 PMFCL 结构参数定量关系的基本方程, 进一步将结构参数优化转化为三个变量的优化问题, 为获得 PMFCL 的最优结构参数奠定了算法基础。

另外, 还开展了低压物理模拟实验, 并开展了基于永磁体温度与外磁场稳定性的相关实验研究, 为提高永磁体的偏置能力以及永磁饱和型 FCL 的限流性能提供了有效技术途径, 以利于永磁饱和型 FCL 向高压大容量化发展。

# 第6章 经济型故障限流器对电力系统暂态稳定的影响

故障限流器的实际应用可能在多方面对电网产生综合影响,如暂态稳定、继电保护、断路器开断能力和单相自动重合闸等方面,针对这些问题进行研究,对限流器的实用化设计至关重要。以下分析的重点就是通过理论分析与仿真,研究经济型 FCL 对电力系统暂态稳定特性的影响。

## 6.1 系统暂态物理过程分析

为便于分析经济型 FCL 对电力系统暂态稳定的影响,这里选用如图 6-1 所示的单机—无穷大系统模型。正常运行时,发电机经变压器和双回线路向无穷大系统送电,在两条出线的始端分别装有一台 FCL。

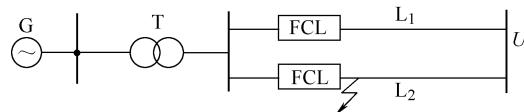


图 6-1 单机—无穷大系统模型

系统正常运行时,发电机经过变压器和双回线路向无限大系统送电,在两条出线的始端分别装有一台 FCL。相关参数为:发电机额定容量为 1000MVA,额定功率为 800MVA,内电抗  $X_d = 1.0$ (标幺值,下同), $X'_d = 0.2$ , $X''_d = 0.15$ ,惯性时间常数  $T_j = 4s$ ,阻尼系数  $D = 0.001$ ,发电机定子电阻  $R_s$  为  $2.85 \times 10^{-3}$ 。系统频率  $f$  为 50Hz,变压器等值电抗  $X_T = 0.1$ ,传输线电抗  $X_L = X_{L1} = X_{L2} = 0.71$ 。

经济型故障限流器虽然有多种拓扑结构,但是其限流原理基本一致,在系统正常运行和系统发生故障而 FCL 未动作之前,FCL 的等效电感接近为零,可近似认为 FCL 对系统无影响;系统故障发生后很短时间,FCL 动作,即投入限流电感进行故障限流。若忽略 FCL 中各元件本身的电磁暂态过程,研究的经济型 FCL,无论是氧化锌避雷器式 FCL 还是永磁饱和型 FCL 的暂态模型,都可以抽象为一个只有二工位的时变电感,如图 6-2 所示。系统正常以及故障后 FCL 未动作之前,开关 K 一直处于闭合状态,系统电流通过短路开关;故障发生后,开关 K 断开,限流电感  $X_l$  投入系统进行

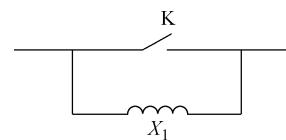


图 6-2 FCL 的暂态模型

限流。

## 6.2 具有 FCL 的单机—无穷大系统的功角特性

当在线路  $L_2$  始端发生三相短路故障时, 发电机的功角特性将经过一系列的暂态变化过程, 如图 6-3 所示, 具体可以分为四个阶段: 发电机正常运行 ( $P_I$ )、故障初始且 FCL 未动作 ( $P_{II}$ )、故障中且 FCL 已动作 ( $P_{III}$ ) 以及故障切除后 ( $P_{IV}$ )。系统在各种情况下等效电路的功率特性推导如下:

系统正常运行时,

$$X_{1\Sigma} = X'_d + X_T + \frac{1}{2}X_L \quad (6-1)$$

则

$$P_I = (EU/X_{1\Sigma}) \sin\delta = P_1 \sin\delta \quad (6-2)$$

故障初始且 FCL 未动作时, 则

$$P_{II} = P_2 \sin\delta = 0 \cdot \sin\delta = 0 \quad (6-3)$$

FCL 动作后, 电路化简整理后可得

$$X_{3\Sigma} = X'_d + X_T + X_L + (X'_d + X_T) X_L / X_f \quad (6-4)$$

则

$$P_{III} = (EU/X_{3\Sigma}) \sin\delta = P_3 \sin\delta \quad (6-5)$$

故障切除后, 有

$$X_{4\Sigma} = X'_d + X_T + X_L \quad (6-6)$$

则

$$P_{IV} = (EU/X_{4\Sigma}) \sin\delta = P_4 \sin\delta \quad (6-7)$$

由式(6-1)~式(6-7)可得各功率特性之间的关系:

$$P_{II} < P_{III} < P_{IV} < P_I \quad (6-8)$$

### 6.2.1 系统功角特性

系统正常运行时, 发电机向无穷大系统输送的有功功率为  $P_0$ , 原动机输出的机械功率  $P_T$  等于  $P_0$ , a 点表示发电机的正常运行点。发生三相短路后, 功率特性立即降为  $P_{II}$ , 但由于转子的惯性, 转子角度不会立即变化, 其相对于无穷大系统母线电压  $U$  的角度  $\delta_0$  仍保持不变。因此, 发电机的运行点由 a

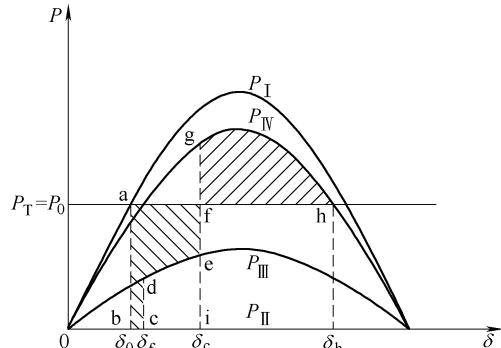


图 6-3 具有 FCL 的系统功角曲线

点突然变至 b 点，输出功率显著减小，而原动机机械功率  $P_T$  并不变，故产生了较大的过剩功率。在过剩转矩作用下，发电机转子将加速，其相对角度  $\delta$  逐渐增大，使运行点由 b 点向 c 点移动。故障限流器在此时动作，功率特性立即变为  $P_{III}$ ，工作点也相应地变化到 d 点，对应的功角为  $\delta_f$ 。当工作点沿功率曲线  $P_{III}$  移动到 e 点时，故障被切除，功率特性立即变为  $P_{IV}$ ，发电机的运行点也从 e 点突然变至 g 点，对应的功角为  $\delta_e$ 。此时发电机输出功率比原动机的机械功率大，使转子受到制动，转子速度逐渐减慢。但此时的速度已经大于同步转速，所以相对角度还要继续增大，工作点将沿  $P_{IV}$  向 h 点移动，直到转子恢复到同步转速。

故障发生后，从起始功角  $\delta_0$  到故障切除瞬间所对应的功角  $\delta_e$  这段时间里，发电机转子受到过剩转矩的作用而加速，因此，装有 FCL 的系统的加速面积为  $S_{abcdef}$ ；若不安装 FCL，则在故障切除前，系统工作点将沿  $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow i \rightarrow e \rightarrow f$  移动，其加速面积为  $S_{abcief} > S_{abcdef}$ 。由此可见，故障限流器对系统暂态稳定性影响的实质，是减少了系统的加速面积，即减小了发电机转子在系统发生故障期间过剩的动能积累，从而对系统的暂态稳定产生积极的影响。

若限流器具有高限流比  $\alpha$ （一般指限流电抗较大），则可能使系统永远不会失稳。在限流器动作后，若发电机输出功率极限足够大并超过机械功率  $P_T$ ，这不仅使得系统在故障后的加速面积  $S_a$  得以减小，同时还能获得减速面积  $S_d$ ，如图 6-4 所示。当减速面积  $S_d$  不小于加速面积  $S_a$  时，即使系统永久不切除故障，发电机也能够与无穷大系统恢复同步，即系统能够保持稳定的极限切除时间为无限大。

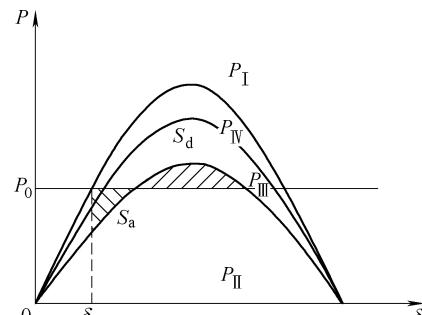


图 6-4 安装高限流比 FCL 的系统功角曲线

## 6.2.2 极限切除时间

在解决实际问题时，为保证系统稳定，必须知道在多少时间之内切除故障线路为宜，也就是需确定极限切除时间。要解决这个问题，必须首先求出极限切除角，然后通过从故障开始到故障切除这段时间的  $\delta$  随时间变化的曲线，从而找出对应的极限切除时间。具体分析如下。

FCL 的安装，有效地减小了过剩转矩对相对角位移所做的功，即转子相对运动中动能的增加。故障切除后，转子在制动过程中动能的减少就等于制动转矩所做的功，它对应于图中 fgh 所包围的面积。根据等面积定则，可以确定极限切除角度，即最大可能的  $\delta_e$ 。根据前面的分析可知，为了保持系统的稳定，必

须在到达 h 点以前使转子恢复同步转速。极限的情况是正好达到 h 点时转子恢复同步速度，这时的切除角度就是极限切除角  $\delta_{\text{clim}}$ 。根据等面积定则，安装 FCL 前后极限切除角有如下关系：

无 FCL 的系统， $\delta_{\text{clim}}$  的公式为

$$\delta_{\text{clim}} = \arccos [P_0(\delta_h - \delta_0) + P_{\text{IV}} \cos \delta_h - P_{\text{II}} \cos \delta_0] / (P_{\text{IV}} - P_{\text{II}}) \quad (6-9)$$

式中， $\delta_0$  为故障起始角， $\delta_0 = \arcsin(P_0/P_1)$ ； $\delta_h$  为临界角， $\delta_h = \pi - \arcsin(P_0/P_{\text{IV}})$ 。

当系统具有 FCL 时，应用等面积定则可以得出

$$\int_{\delta_0}^{\delta_f} (P_0 - P_{\text{II}}) d\delta + \int_{\delta_f}^{\delta_{\text{clim}}} (P_0 - P_{\text{III}}) d\delta = \int_{\delta_{\text{clim}}}^{\delta_h} (P_{\text{IV}} - P_0) d\delta \quad (6-10)$$

求出积分，整理后可以得出

$$\delta_{\text{clim}(f)} = \arccos \frac{P_0(\delta_h - \delta_0) + P_{\text{IV}} \cos \delta_h - P_{\text{II}} \cos \delta_0 + (P_{\text{II}} - P_{\text{III}}) \cos \delta_f}{P_{\text{IV}} - P_{\text{III}}} \quad (6-11)$$

式中， $\delta_f$  为 FCL 动作时刻对应的发电机功角。

根据式(6-8)，可以对式(6-9)以及式(6-11)做出比较。由于  $P_{\text{IV}} - P_{\text{III}} < P_{\text{IV}} - P_{\text{II}}$ ， $P_{\text{II}} - P_{\text{III}} < (P_{\text{II}} - P_{\text{III}}) \cos \delta_f < 0$ ，从而可以得出

$$\delta_{\text{clim}} < \delta_{\text{clim}(f)} \quad (6-12)$$

从式(6-12)可见，具有 FCL 的系统，其极限切除角变大了，极限切除时间延长了，FCL 的安装为继电保护的准确动作提供了更大的时间裕度，这也是 FCL 提高系统暂态稳定能力的另一个体现。

由上述理论分析可知，在输电线路中安装 FCL，将有利于系统的暂态稳定，下面通过仿真模型对此予以佐证。

本章的仿真模型分别针对单机—无穷大系统和多机系统，利用 MATLAB 实施。为便于定量描述暂态稳定的具体特征，这里给出几个参数定义。

**限流系数  $\alpha$** ：系统预期短路电流  $I_f$  与限流后实际电流  $I'_f$  的比值。限流系数越大，限流效果越明显。

**动稳定电流  $i_p$** ：短路电流的瞬时最大值；

**最大摇摆角  $\delta_{\text{max}}$** ：摇摆曲线振荡的最大幅值；

**衰减比率  $\gamma_s$** ：摇摆曲线第 5 个波峰和最大摇摆角的比值；

**极限切除时间  $T_{\text{clim}}$** ：能够保持系统暂态稳定，短路故障的极限切除时间。

以最大摇摆角、衰减比率、极限切除时间等作为评判指标，分析 FCL 对电力系统暂态稳定的影响。最大摇摆角越小，衰减比率越大，极限切除时间越长，系统保持暂态稳定的能力越强。反之，系统保持暂态稳定的能力越差。

## 6.3 单机—无穷大系统仿真分析

系统模型如图 6-1 所示，相关的仿真参数同 6.1 节所述。

### 6.3.1 不同限流比下系统的暂态稳定特性

以线路出口处发生三相短路为例，仿真结果如图 6-5 所示。随着 FCL 限流系数的增大，动稳定电流随之减小，最大摇摆角也减小，而极限切除时间和衰减比率增大，即增大 FCL 限流系数，可使系统更快速地恢复稳态，增强系统的暂态稳定能力。

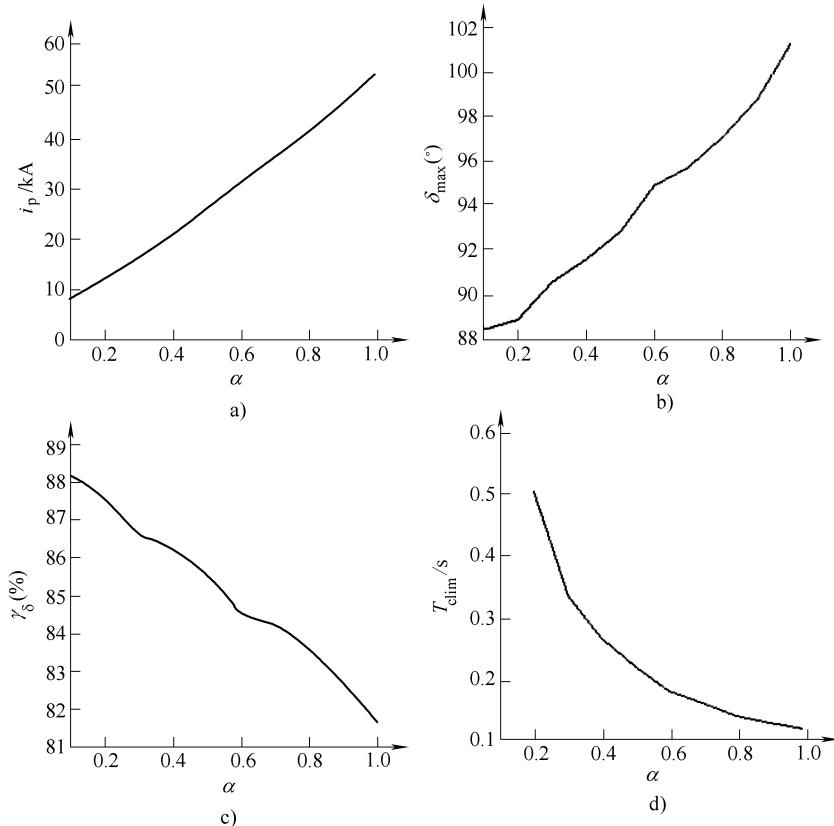


图 6-5 不同限流系数下 FCL 对系统暂态稳定的影响

随着限流系数的增大（增加限流器的限流电抗值），发电机和无穷大系统之间的联系电抗随着限流电抗值的增大而减小，提高了故障时发电机的输出功率，可有效减小系统的加速面积，有利于提高系统的暂态稳定性。由图 6-5d 可知，当限流比大于一定数值时，即使永久不切除故障，发电机也不会失去稳定，这

是因为线路中串入足够大的限流电抗时，发电机的输出功率极限大于机械功率，减速面积大于加速面积，使系统具有很强的保持暂态稳定的能力。实际限流比不可能无限制地增大，受到限流电抗造价的制约，需要综合暂态稳定特性和经济性进行优化设计。

### 6.3.2 不同切除时间下系统的暂态稳定特性

系统的暂态稳定特性与故障切除时间直接相关，切除时间愈长，功角的相对变化愈大。以线路出口处发生三相短路为例，仿真结果如图 6-6 所示。

由图 6-6a、b 和 c 可知，相对无故障限流器的系统，安装了经济型故障限流器（限流系数为 2）的系统能更快地恢复到稳定状态。由图 6-6d 可知，当切除时间为 200ms 时，无故障限流器的系统中发电机已经与无穷大系统失去同步，而安装了故障限流器的系统仍能到达稳定状态。

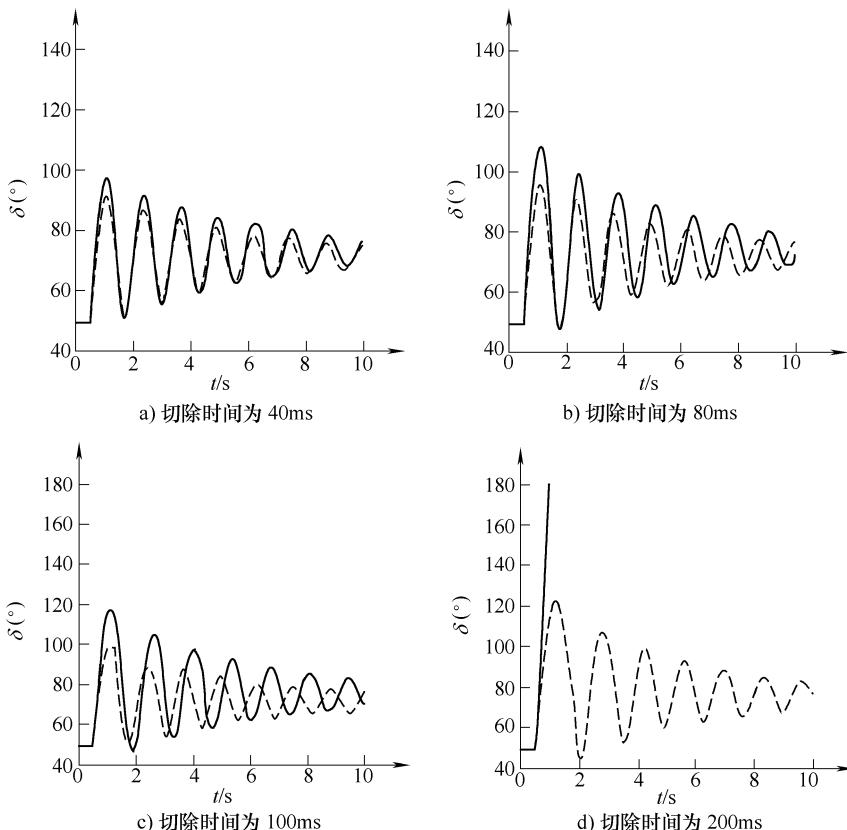


图 6-6 有无故障限流器时发电机的摇摆曲线

(实线表示无 FCL，虚线表示有 FCL)

因此, FCL 可增大系统的极限切除角, 为继电保护的正确动作提供了更大的时间裕度, 并改善了系统在短路故障下的暂态功角稳定性, 提高了系统的暂态稳定裕度。

### 6.3.3 不同短路形式下系统的暂态稳定特性

以线路出口处发生短路为例, 针对短路形式的仿真结果如图 6-7 所示。可明显看出, 在第一个摇摆周期内, 安装 FCL 的系统的最大摇摆角  $\delta_{\max}$  比没有 FCL 的系统明显减小, 从而有利于系统的暂态稳定。

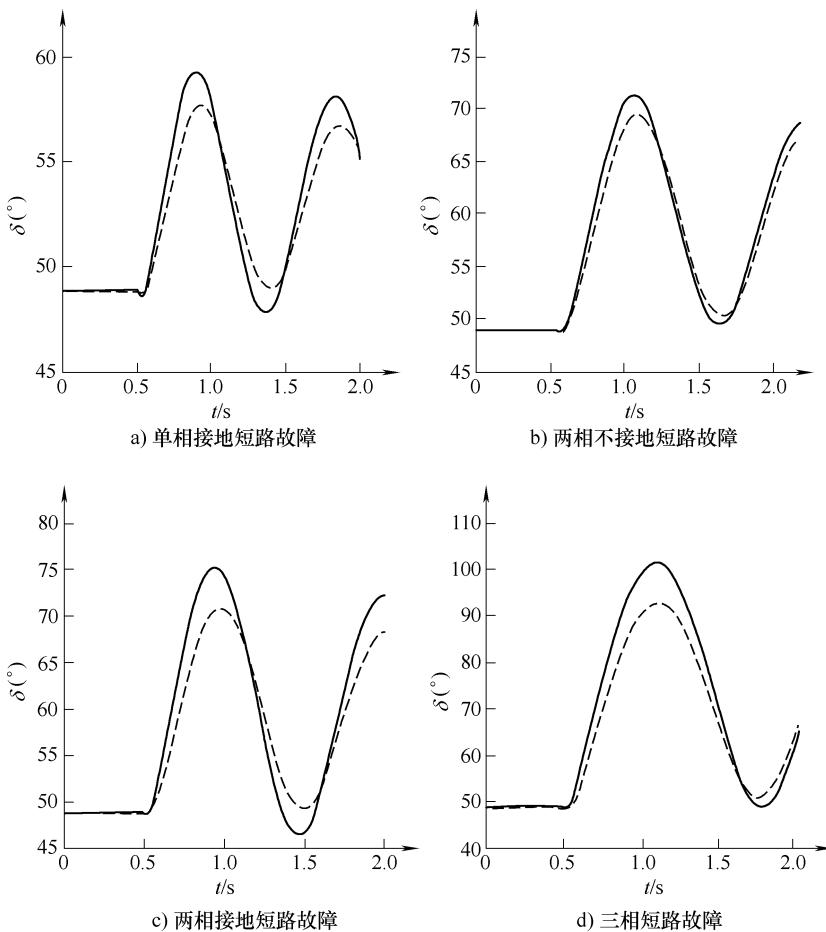


图 6-7 不同短路形式下的功角摇摆曲线

(实线表示无 FCL, 虚线表示有 FCL)

由仿真结果可见, 对于安装经济型 FCL 的系统, 即使遭受最严重的三相短路或其他短路故障, FCL 都能快速动作, 从而减小发电机原动机机械功率和输

出电磁功率之间的差值，限制功角的相对变化，提高系统的暂态稳定性。

## 6.4 多机系统仿真分析

系统仿真模型如图 6-8 所示，相关参数为：发电机组  $G_1$  为平衡节点，容量为 1200MVA， $f = 50\text{Hz}$ ， $X_d = 1.0$ ， $X'_d = 0.2$ ， $X''_d = 0.15$ ， $R_s = 2.85 \times 10^{-3}$ ；发电机组  $G_2$  和  $G_3$  为 PV 型节点，容量为 1000MVA， $f = 50\text{Hz}$ ， $X_d = 1.0$ ， $X'_d = 0.2$ ， $X''_d = 0.15$ ， $R_s = 2.85 \times 10^{-3}$ ；变压器  $S_{T1} = 1200\text{MVA}$ ，电压比为 10.5/121， $R_T = 0.002$ ， $X_T = 0.1$ ；变压器  $S_{T2} = S_{T3} = 1000\text{MVA}$ ，电压比为 10.5/121， $R_T = 0.002$ ， $X_T = 0.1$ ；FCL 为限流系数为 2 的经济型故障限流器；系统基准容量为 1000MVA。

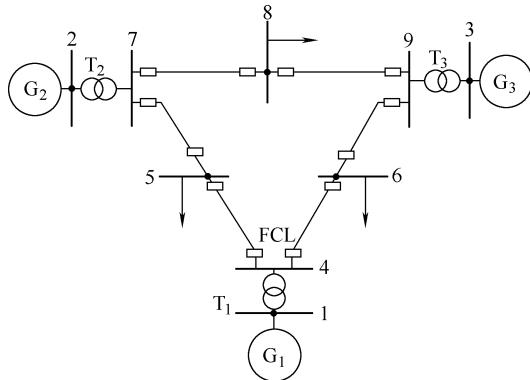


图 6-8 安装 FCL 的 3 机 9 节点系统

设  $t = 0.5\text{s}$  时连接母线 7 和 8 的线路出口处发生三相短路故障， $t = 0.61\text{s}$  时切除故障，仿真结果如图 6-9 所示。可以看出，无 FCL 的多机系统，发电机组  $G_2$  的功角相对于平衡节点  $G_1$  持续增加直至失去同步。安装 FCL 的多机系统，功角振荡幅度减小，仍能很快地恢复稳定。进一步的仿真结果表明，与单机—无穷大系统类似，在多机系统中安装经济型故障限流器，能抑制摇摆曲线的振荡幅度并缩短衰减周期，延长系统的极限切除时间，可提高系统的暂态稳定能力。

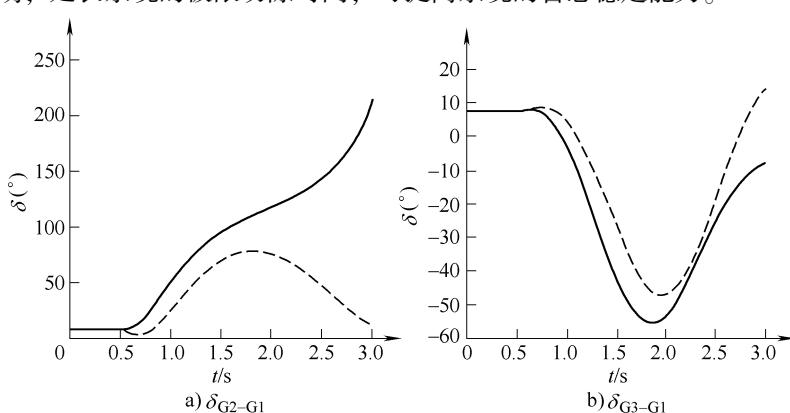


图 6-9 各发电机组相对于平衡节点的摇摆曲线  
(实线表示无 FCL，虚线表示有 FCL)

## 6.5 总结

安装经济型故障限流器，能增大系统的极限切除角，为继电保护的可靠与正确动作提供更大的时间裕度，改善系统在短路故障下的暂态功角稳定性。随着限流系数的增大（增加限流器的限流电抗值），发电机和无穷大系统之间的联系电抗减小，提高了故障时发电机的输出功率，可有效减小系统的加速面积，对系统的暂态稳定性就越有利。即使遭受最严重的三相短路或其他短路故障，FCL 都能快速动作，从而减小发电机原动机机械功率和输出电磁功率之间的差值，限制功角的相对变化，提高系统的暂态稳定性。

# 第7章 经济型故障限流器对高压断路器开断特性的影响

## 7.1 对高压断路器开断特性的影响

高压断路器作为电力系统中最重要的控制和保护设备，开断短路故障是其最基本也是最困难的任务。高压断路器在开断故障电路时总伴有电弧出现，而触头断口间的恢复电压上升率（RRRV）愈大，则电弧愈难熄灭（发生重燃），其工作条件也愈严酷。当断路器的额定电压一定时，断口的恢复电压上升率与开断回路的固有振荡频率成正比。影响固有振荡频率的主要因素包括线路结构参数、断路器的安装位置、电网主要元件的电感与电容值以及杂散分布参数等。

FCL 与高压断路器一起串联运行于输电线路中。电网正常运行时，FCL 对外不呈现阻抗；但当电网中发生短路故障时，FCL 立即动作并呈现出非常大的阻抗值，从而将短路电流限制到期望水平，然后再由断路器开断故障线路。由于 FCL 具有的这种优良特性，在电力系统中安装 FCL 可适当降低对断路器遮断容量的要求。然而，断路器的负担不仅与开断电流大小有关，还与其断口间的恢复电压上升率等因素有关。当回路中串联有 FCL 时，改变了线路的参数，使得断路器的实际开断条件可能比没有 FCL 时更加苛刻。

基于包括经济型 FCL 在内的所有电感式 FCL 等效分析模型，详细研究了限流比、杂散电容和严重故障类型等对断口恢复电压上升率的影响，为限流电抗和断路器的优化选择提供了理论依据。

### 7.1.1 经济型故障限流器等效分析模型

一般地，容性负载设备对线路侧的快速暂态过程都有一定影响，这也包括电力设备自身存在的杂散电容。安装在断路器出口的电力设备，其杂散电容同样对断路器的开断特性造成影响。FCL 通常的安装地点就在断路器出口处，因此，研究经济型 FCL 对断路器断口恢复电压上升率的影响，必须考虑限流电抗的杂散电容。

在断路器开断短路故障过程中，FCL 已经发生限流作用而呈现为高感抗值，因此，研究经济型 FCL 对开断回路暂态过程的影响时，可将其等效为一个带有并联杂散电容的电感，如图 7-1 所示。其中， $L_f$  和  $C_p$  分别表示经济型 FCL 的电

感与杂散电容。

### 7.1.2 出线故障对 RRRV 的影响

在 FCL 出线处发生故障时，短路电流最大，其等效电路如图 7-2 所示，其中，G 为电源， $U_m$  为电源相电压幅值， $U_p$  为电源相电压有效值；K 为断路器断口； $L_s$ 、 $R_s$  和  $C_s$  为断路器电源侧的电感、电阻与对地电容； $C_f$  为 FCL 的对地电容。

由于短路时刻和线路参数等因素，短路电流中一般有非周期分量存在，因此可能加大断路器的开断难度。但限流器的安装已将短路电流的瞬态峰值抑制到较低水平；而且，仿真分析表明，非周期分量的存在一定程度上降低了断路器的恢复电压

上升率。因此，研究中忽略了短路电流非周期分量的影响，采用故障电流的稳态模型进行分析。FCL 出线故障时的短路电流稳态有效值  $I_{ss}$  为

$$I_{ss} = U_p / \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s + \omega L_f)^2} \quad (7-1)$$

式中， $\omega$  为电源角频率。

在断路器的断口电弧熄灭之前， $C_s$  与  $C_f$  经电弧连在一起。若电弧电压很低，可认为  $C_s$  与  $C_f$  的电压  $u_A$  与  $u_B$  相等，当电弧电流过零时  $u_A$  和  $u_B$  正好到达电压峰值  $U_{Am}$  与  $U_{Bm}$ ，则

$$U_{Am} = U_{Bm} = \sqrt{2} I_{ss} \omega L_f = \frac{\sqrt{2} U_p \omega L_f}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s + \omega L_f)^2}} \quad (7-2)$$

由于恢复电压存在时间很短，在这样短的时间内工频电源电压变化很小，可近似按常数  $U_0$  考虑， $U_0 = U_m \sin \varphi$ ， $\varphi$  为短路时功率因数角，由  $L_s$ 、 $R_s$  和  $L_f$  决定。假定以断路器电弧电流熄灭作为时间坐标零点，即  $t = 0$ ，则电容器  $C_s$  两端的电压可以由如下微分方程表示：

$$L_s C_s \frac{d^2 u_A}{dt^2} + R_s C_s \frac{du_A}{dt} + u_A = U_0 \quad (7-3)$$

通常电阻  $R_s$  较小， $u_A$  将以振荡形式出现，解式 (7-3) 可得

$$u_A = U_0 [1 - e^{-\delta t} (a_1 \cos \omega'_1 t + a_2 \sin \omega'_1 t)] \quad (7-4)$$

将起始条件  $t = 0$  时， $u_A = U_{Am}$  和  $i_A = 0$  代入式 (7-4)，可求出积分常数  $a_1$  和  $a_2$ ，整理后得到

$$u_A = U_0 \left\{ 1 - e^{-\delta t} \left[ \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \cos \omega'_1 t + \frac{\delta}{\omega'_1} \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \sin \omega'_1 t \right] \right\} \quad (7-5)$$

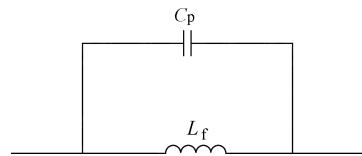


图 7-1 FCL 的等效分析模型

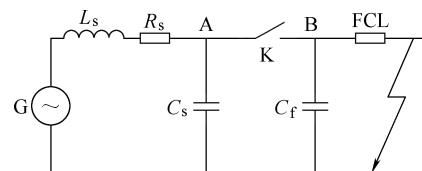


图 7-2 FCL 出线故障等效电路

式中,  $\delta = R_s/2L_s$ ,  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_s C_s}$ ,  $\omega_1' = \sqrt{\omega_1^2 - \delta^2}$ 。

由于电路中  $\delta$  很小, 满足  $\omega_1' \approx \omega_1$ , 且  $e^{-\delta t} \approx 1$ , 则式 (7-5) 可简化为

$$u_A = U_0 \left[ 1 - \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \cos \omega_1 t \right] \quad (7-6)$$

由于  $U_0 = U_m \sin \varphi$ , 则  $u_A$  可近似表示为

$$u_A = U_m \sin \varphi - U_m \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_m} \right) \sin \varphi \cos \omega_1 t \quad (7-7)$$

通常短路故障时的功率因数很低,  $\cos \varphi < 0.15$ , 则  $\sin \varphi \approx 1$ ,  $\varphi \approx \pi/2$ 。

$$u_A = U_m - (U_m - U_{Am}) \cos \omega_1 t \quad (7-8)$$

在 FCL 一侧, 由于杂散电容和对地电容的存在, 将与限流电抗发生振荡, 其振荡频率为  $\omega_2 = 1/\sqrt{L_f(C_f + C_p)}$ , 此时断路器出口 B 点的电压为

$$u_B = U_{Bm} \cos \omega_2 t \quad (7-9)$$

由上述分析可知, 电弧电流过零熄灭后, 断路器两端的电压  $U_A$  与  $U_B$  不再相等, 触头两端电压即为恢复电压  $u_{tr}$ , 即

$$u_{tr} = u_A - u_B = U_m - (U_m - U_{Am}) \cos \omega_1 t - U_{Bm} \cos \omega_2 t \quad (7-10)$$

断路器断口恢复电压上升率 (RRRV) 可表示为

$$\text{RRRV} = V_p/t_p \quad (7-11)$$

式中,  $t_p$  是达到恢复电压  $u_{tr}$  第一个峰值  $V_p$  的时间,  $V_p = u_{tr|t=t_p} - u_{tr|t=0}$ 。设  $T_1$  为电源侧电容电压的振荡周期,  $T_2$  为 FCL 限流电抗的电压振荡周期, 并将两者中的较小值记为  $\min(T_1, T_2)$ , 则恢复电压起始部分的周期  $T_0$  即为  $\min(T_1, T_2)$ 。

$$t_p = T_0/2 = \min(T_1, T_2)/2 \quad (7-12)$$

如果 FCL 侧杂散电容较小, 满足  $T_1 > T_2$ , 则下式成立:

$$t_p = T_2/2 = \pi \sqrt{L_f(C_f + C_p)} \quad (7-13)$$

将式 (7-13) 代入式 (7-10), 可得到断路器断口恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = (U_m - U_{Am}) \left( 1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_2} \right) + 2U_{Bm} \quad (7-14)$$

由式 (7-11) 可得到 FCL 出线短路时断路器恢复电压上升率的公式为

$$\text{RRRV} = \frac{(U_m - U_{Am}) \left( 1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_2} \right) + 2U_{Bm}}{\pi \sqrt{L_f(C_f + C_p)}} \quad (7-15)$$

通过推导可以得到限流电抗和限流比之间的关系为

$$\alpha = I'_f/I_f = L_s/(L_s + L_f) \quad (7-16)$$

式中,  $I_f$  为安装 FCL 前的短路电流;  $I'_f$  为安装 FCL 后的短路电流。

由式 (7-15) 和式 (7-16) 联立可得

$$\text{RRRV}_{\text{FCL}} = \frac{U_m \alpha \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{(1-\alpha)(C_p + C_f)\pi^2}{\alpha C_s}} \right) + 2U_m(1-\alpha)}{\pi \sqrt{\frac{L_s(1-\alpha)}{\alpha}(C_f + C_p)}} \quad (7-17)$$

如果 FCL 侧的杂散电容足够大，满足  $T_1 < T_2$ ，则下式成立：

$$t_p = T_1/2 = \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (7-18)$$

可得到断路器断口恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = 2(U_m - U_{Am}) + U_{Bm} \left( 1 - \cos \frac{\omega_2}{\omega_1} \pi \right) \quad (7-19)$$

将式 (7-18) 和式 (7-19) 代入式 (7-11)，可得到 FCL 出线短路时断路器恢复电压上升率的公式为

$$\text{RRRV} = \frac{2(U_m - U_{Am}) + U_{Bm} \left( 1 - \cos \frac{\omega_2}{\omega_1} \pi \right)}{\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (7-20)$$

由式 (7-20) 和式 (7-16) 联立可得到用限流比描述的断路器恢复电压上升率公式为

$$\text{RRRV}_{\text{FCL}} = \frac{2U_m \alpha + U_m(1-\alpha) \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{\alpha C_s \pi^2}{(1-\alpha)(C_p + C_f)}} \right)}{\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (7-21)$$

若系统中不安装 FCL，即限流比为 1 时，则断口恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = (U_m - U_{Am})(1 - \cos \pi) \quad (7-22)$$

断口恢复电压达到第一个峰值的时间为

$$t_p = \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (7-23)$$

由于  $L_f = 0$ ，由式 (7-2) 可知  $U_{Am} = 0$ ，此时断路器的恢复电压上升率为

$$\text{RRRV} = \frac{2U_m}{\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (7-24)$$

针对 220kV 系统发生三相短路的情况进行计算分析。关于等效分析模型中分布参数的取值，参阅了相关研究文献的结果 [10-16]，将 FCL 的并联杂散电容和对地电容设置为 nF 级，较为切合实际。计算参数取为： $U_m = 180\text{kV}$ ， $L_s = 10\text{mH}$ ， $R_s = 0.1\Omega$ ， $C_f = 1\text{nF}$ ， $C_p = 50\text{nF}$ 。一般情况下，电源侧振荡频率为 1kHz 到 20kHz，因此电源侧电容  $C_s$  应该为  $\mu\text{F}$  级。分别针对  $C_s = 1.5\mu\text{F}$  和  $C_s = 0.05\mu\text{F}$ ，利用式 (7-17) 和式 (7-24) 可得到恢复电压上升率 RRRV 与限流比的关系曲线，如图 7-3 所示。

对于图 7-2 所示的出线故障，分别考虑  $C_s = 1.5\mu\text{F}$  和  $C_s = 0.05\mu\text{F}$  两种情

况, 当限流比  $\alpha = 0.5$  时, 断路器两端电压的变化曲线如图 7-4 所示。电源侧振荡周期  $T_1$  和 FCL 限流电抗的电压振荡周期  $T_2$  共同决定了断路器恢复电压到达首峰值的时间。

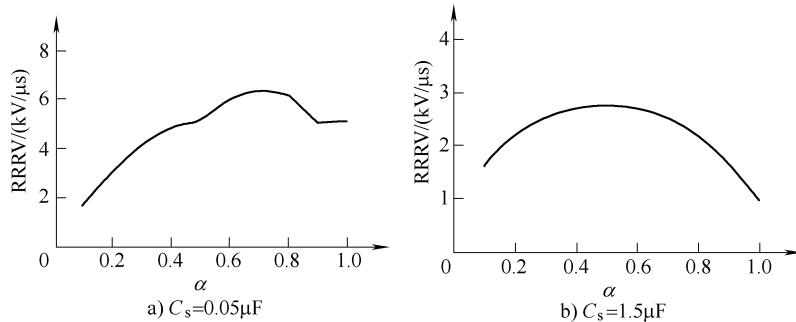


图 7-3 出线故障时恢复电压上升率与限流比的关系

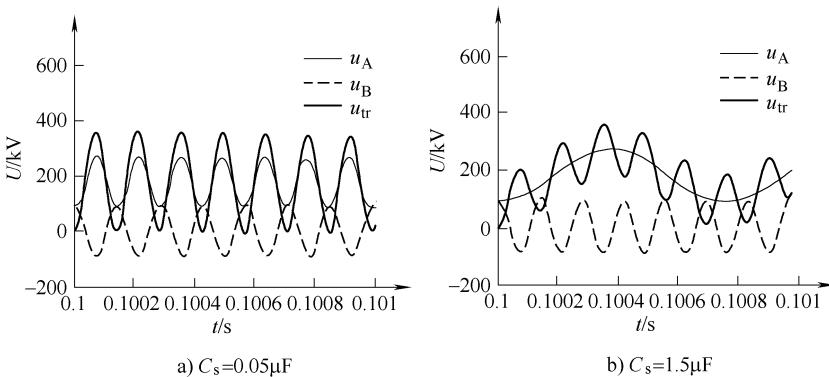


图 7-4 限流比  $\alpha = 0.5$  时, 断路器两端电压变化曲线

由图 7-3 可见, 随着限流比的增加, 断路器的恢复电压上升率先增大后减小, 变化趋势不恒定。若  $C_s = 0.05 \mu\text{F}$ , 出线故障恢复电压上升率在限流比  $\alpha = 0.7$  左右取得最大值, 即  $6.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ 。此时的恢复电压上升率比  $220\text{kV}$  断路器标准规定的恢复电压上升率额定值 ( $2.0 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ) 的 3 倍还多, 可能会存在断路器开断失败的潜在风险, 因此需要在工程实用中采取合适的措施予以解决。若  $C_s = 0.05 \mu\text{F}$ , 当限流比为 1, 即系统未安装 FCL 时, 断路器的恢复电压上升率最低; 限流比  $\alpha = 0.5$  左右时, 恢复电压上升率取得最大值, 即  $2.8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ , 同样高于断路器标准规定的恢复电压上升率额定值; 因此, 在系统中安装经济型 FCL, 将提高断路器断口的恢复电压上升率, 从而会增大短路故障的开断难度。不过, 断路器的开断负担同时取决于开断电流和恢复电压上升率, 根据断路器的一般开断特性曲线, 开断较小短路电流时可允许出现相对较大的恢复电压上升率,

而安装 FCL 可有效降低开断电流。因此，设计 FCL 的限流电抗时，必须基于断路器的开断特性实验曲线，再根据式 (7-17) 或者式 (7-21) 确定较优的限流比，既保证将短路电流抑制到一定水平，又能保证断路器的可靠开断。

### 7.1.3 近区故障对 RRRV 的影响

近区故障是考核断路器开断性能的严重故障类型。分析模型如图 7-5 所示，其中， $L_1$  和  $C_1$  为线路侧的电感与对地电容。若单位长度线路电感与对地电容分别为  $l_1$  与  $c_1$ ，则距离断路器  $s$  处发生短路时， $L_1 = l_1 s$ ， $C_1 = c_1 s$ ，短路电流  $I_{ss}$  可表示为

$$I_{ss} = \frac{U_p}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s + \omega L_f + \omega L_1)^2}} = \frac{U_p}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s + \omega L_f + \omega l_1 s)^2}} \quad (7-25)$$

断路器断口的电弧电流过零熄灭时， $u_A$ 、 $u_{FCL}$  和  $u_C$  正好到达电压峰值  $U_{Am}$ 、 $U_{Fm}$  和  $U_{Cm}$ 。

$$U_{Am} = \sqrt{2} I_{ss} \omega (L_f + L_1) \quad (7-26)$$

$$U_{Fm} = \sqrt{2} I_{ss} \omega L_f \quad (7-27)$$

$$U_{Cm} = \sqrt{2} I_{ss} \omega L_1 \quad (7-28)$$

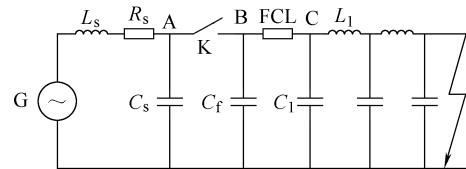


图 7-5 近区故障等效电路

当断口电弧电流熄灭后，在 FCL 侧将主要出现两个电压振荡。首先，由于故障线路侧具有分布参数特性，造成端点 C 的对地电压是一个锯齿波的行波过程，其周期  $T_3$  为行波经过故障线段长度所需时间的 4 倍。忽略线路损耗，则行波的传播速度为  $1/\sqrt{l_1 c_1}$ ，锯齿波的振荡周期为

$$T_3 = 4s \sqrt{l_1 c_1} = 4 \sqrt{L_1 C_1} \quad (7-29)$$

FCL 出口处 C 点的电压初始值为  $U_{Cm}$ ，经  $T_3/2$  时间后将降到  $-U_{Cm}$ 。由此可得到  $u_C$  在初始  $1/2$  周期内的电压下降率为

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{2U_{Cm}}{2s \sqrt{l_1 c_1}} = \sqrt{2} I_{ss} \omega (l_1 s) \cdot \frac{1}{s \sqrt{l_1 c_1}} = \sqrt{2} I_{ss} \omega Z_0 \quad (7-30)$$

式中， $Z_0$  是波阻抗。在初始  $1/2$  周期内， $u_C$  的电压变化方程式为

$$u_C = U_{Cm} - \sqrt{2} I_{ss} \omega Z_0 t \quad (7-31)$$

其次，限流电抗上的电压  $u_{FCL}$  从  $U_{Fm}$  开始，也会经历一个振荡过程。由于 FCL 的限流电抗  $L_f$  较大，且其对地电容  $C_f$  较小 ( $C_f < C_p$  和  $C_f < C_1$ )，则限流电抗的电压振荡周期主要由  $L_f$  和  $C_f$  决定，仍符合式 (7-13)。

根据上述分析，可以得到近区故障时断路器的恢复电压为

$$\begin{aligned} u_{tr} &= u_{AB} = u_A - u_B = u_A - (u_{FCL} + u_C) \\ &= U_m - (U_m - U_{Am}) \cos \omega_1 t - U_{Fm} \cos \omega_2 t - U_{Cm} + \sqrt{2} I_{ss} \omega Z_0 t \end{aligned} \quad (7-32)$$

则由式(7-11), 同理可计算 RRRV。

$$t_p = T_0/2 = \min(T_1, T_2, T_3)/2 \quad (7-33)$$

式中,  $T_1$  为电源侧电容电压振荡周期;  $T_2$  为 FCL 限流电抗的电压振荡周期;  $T_3$  为故障线路的行波电压振荡周期。

通常,  $T_1 \gg T_3$ 。当近区故障发生距离较小时, 满足  $T_2 > T_3$ , 令

$$t_p = T_3/2 = 2s \sqrt{l_1 c_1} = 2 \sqrt{L_1 C_1} = \frac{\pi}{\omega_3} \quad (7-34)$$

则断路器恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = (U_m - U_{Am}) \left(1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_3}\right) + U_{Fm} \left(1 - \cos \frac{\omega_2 \pi}{\omega_3}\right) + 2U_{Cm} \quad (7-35)$$

根据式(7-11)、式(7-34)和式(7-35), 可得到安装经济型 FCL 的输电线路在 skm 处发生近区故障时, 断路器恢复电压上升率为

$$\text{RRRV}_{\text{FCL}} = \frac{(U_m - U_{Am}) \left(1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_3}\right)}{2s \sqrt{l_1 c_1}} + \frac{U_{Fm} \left(1 - \cos \frac{\omega_2 \pi}{\omega_3}\right)}{2s \sqrt{l_1 c_1}} + \sqrt{2} I_{ss} \omega Z_0 \quad (7-36)$$

将式(7-16)代入式(7-36), 得到

$$\begin{aligned} \text{RRRV}_{\text{FCL}} = U_m & \left[ \frac{\alpha L_s \left(1 - \cos \sqrt{\frac{4l_1 c_1 s^2}{L_s C_s}}\right)}{2s(L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{l_1 c_1}} \right. \\ & \left. + \frac{(1 - \alpha) L_s \left(1 - \cos \sqrt{\frac{4\alpha l_1 c_1 s^2}{(1 - \alpha)L_s(C_p + C_f)}}\right)}{2s(L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{l_1 c_1}} + \frac{\alpha Z_0}{L_s + \alpha l_1 s} \right] \end{aligned} \quad (7-37)$$

随着近区故障发生距离  $s$  的增大,  $T_3$  将增大。若满足  $T_3 > T_2$ , 此时将故障线段的行波电压变化近似为正弦变化, 并根据

$$t_p = T_0/2 = \min(T_1, T_2, T_3)/2 = T_2/2 \quad (7-38)$$

得到

$$V_p \approx (U_m - U_{Am}) \left(1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_2}\right) + 2U_{Fm} + U_{Cm} \left(1 - \cos \frac{\omega_3 \pi}{\omega_2}\right) \quad (7-39)$$

根据式(7-16)、式(7-38)和式(7-39), 可得到安装经济型 FCL 的输电线路在 skm 处发生近区故障时, 断路器恢复电压上升率为

$$\text{RRRV}_{\text{FCL}} = \frac{(U_m - U_{Am}) \left(1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_2}\right)}{\pi \sqrt{L_f(C_f + C_p)}} + \frac{2U_{Fm} + U_{Cm} \left(1 - \cos \frac{\omega_3 \pi}{\omega_2}\right)}{\pi \sqrt{L_f(C_f + C_p)}} \quad (7-40)$$

将式(7-16)代入式(7-40), 得到

$$\begin{aligned} \text{RRRV}_{\text{FCL}} = U_m & \left[ \frac{\alpha L_s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{(1-\alpha)(C_p + C_f)\pi^2}{\alpha C_s}} \right)}{(L_s + \alpha l_1 s) \pi \sqrt{\frac{L_s(1-\alpha)}{\alpha}} (C_f + C_p)} \right. \\ & + \frac{\alpha l_1 s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{(1-\alpha)L_s(C_p + C_f)\pi^4}{4\alpha l_1 c_1 s^2}} \right)}{(L_s + \alpha l_1 s) \pi \sqrt{\frac{L_s(1-\alpha)}{\alpha}} (C_f + C_p)} \\ & \left. + \frac{2(1-\alpha)L_s}{(L_s + \alpha l_1 s) \pi \sqrt{\frac{L_s(1-\alpha)}{\alpha}} (C_f + C_p)} \right] \end{aligned} \quad (7-41)$$

若系统中未安装 FCL，即限流比为 1，则系统发生近区故障时，断路器恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = (U_m - U_{Am}) \left( 1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_3} \right) + 2U_{Cm} \quad (7-42)$$

恢复电压到达第一个峰值的时间为

$$t_p = 2s \sqrt{l_1 c_1} \quad (7-43)$$

由式 (7-16)、式 (7-42) 和式 (7-43)，可得

$$\text{RRRV} = U_m \left[ \frac{L_s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{4l_1 c_1 s^2}{L_s C_s}} \right)}{2s(L_s + l_1 s) \sqrt{l_1 c_1}} + \frac{Z_0}{L_s + l_1 s} \right] \quad (7-44)$$

下面针对 220kV 系统在近区线路发生三相短路的情况进行计算分析。参数取为： $U_m = 180\text{kV}$ ,  $L_s = 10\text{mH}$ ,  $R_s = 0.1\Omega$ ,  $C_f = 1\text{nF}$ ,  $C_p = 50\text{nF}$ ,  $l_1 = 0.8\text{mH/km}$ ,  $c_1 = 15\text{nF/km}$ ,  $s = 1\text{km}$ 、 $4\text{km}$ 、 $8\text{km}$ 。分别考虑  $C_s = 1.5\mu\text{F}$  和  $C_s = 0.05\mu\text{F}$  两种情况，使用式 (7-37)、式 (7-41) 和式 (7-44) 得到恢复电压上升率 (RRRV) 与限流比 ( $0.1 \leq \alpha \leq 1$ ) 的关系曲线，如图 7-6 所示。

由图 7-6 的计算结果可见，发生近区短路故障时，随着 FCL 限流比的增大，断路器的恢复电压上升率都具有先增大后减小的变化趋势。需要指出的是，若电源侧杂散电容较小，其近区故障恢复电压将会相应较大。因此，对断路器开断近区故障而言，安装 FCL 后并不一定导致开断难度的增加，还要看限流比的大小。此结果可在选择合适的限流比时作为参考。比较图 7-3 和图 7-6 中的结果可见，近区故障的开断要明显难于 FCL 出口短路故障，尽管后者的短路电流较大。

同理，分别考虑  $C_s = 1.5\mu\text{F}$  和  $C_s = 0.05\mu\text{F}$  两种情况并取限流比  $\alpha$  为 0.3、

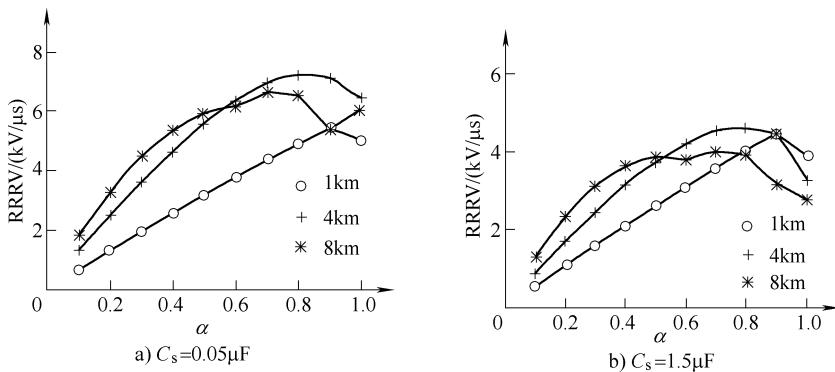
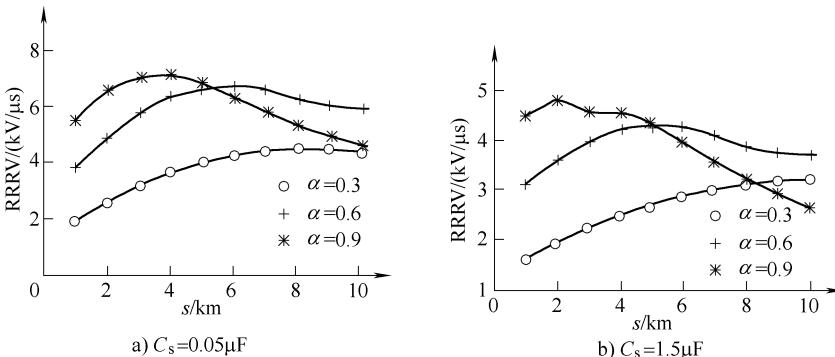


图 7-6 近区故障时恢复电压上升率与限流比的关系

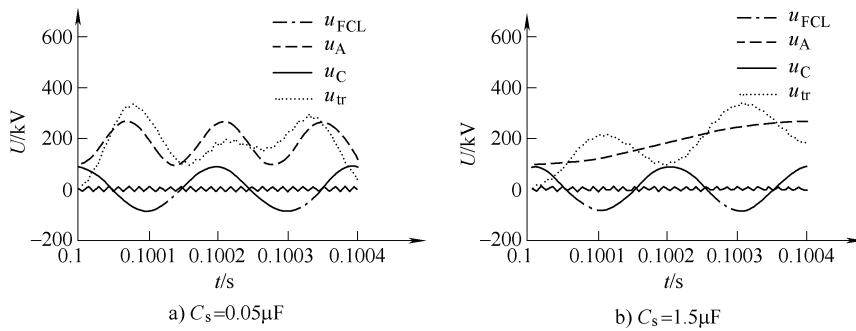
0.6、0.9 时, 可以得到恢复电压上升率与近区故障距离  $s$  的关系曲线, 如图 7-7 所示。由图 7-7 可知, 对于不同的限流比, 断路器恢复电压上升率取得最大值所对应的近区故障距离各异。因此, 最优限流比的最终选择, 既要依据这些理论分析结果, 还要兼顾断路器的实际开断特性。

图 7-7 恢复电压上升率与故障点距离  $s$  的关系

另外, 为了证明系统发生近区故障时, 电源侧电容电压振荡周期  $T_1$ 、FCL 限流电抗的电压振荡周期  $T_2$ 、故障线路的行波电压振荡周期  $T_3$  之间的关系, 通过 EMTP 针对近区故障仿真模型进行仿真, 得到断路器两端电压变化曲线如图 7-8 所示, 在这里, 由于  $T_3$  最小, 因此其决定了断路器恢复电压达到首峰值的时间。

#### 7.1.4 限流器杂散电容对 RRRV 的影响

从前述推导过程可见, 当限流电抗一定时, 其自身杂散电容  $C_p$  将对断路器的恢复电压上升率产生重要影响。基于导出的理论公式, 专门对此进行了计算研究, 并与文献 [10–12] 给出的仿真结论进行比较。考虑限流比为 0.4 和 0.7

图 7-8  $\alpha=0.5$  和  $s=1\text{km}$  时断路器两端电压的变化

时, 杂散电容从  $10 \sim 100\text{nF}$ , 分别针对 FCL 出线故障 (虚线) 和  $s=4\text{km}$  处发生近区故障 (实线) 并且考虑  $C_s=1.5\mu F$  和  $C_s=0.05\mu F$  两种情况进行计算, 结果如图 7-9 所示。

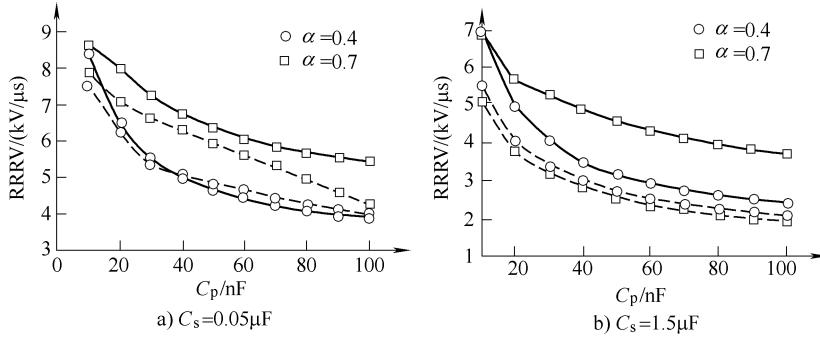


图 7-9 恢复电压上升率与杂散电容的关系

基于理论公式的计算结果表明, 随着杂散电容增大, 断路器的恢复电压上升率有减小的趋势, 结论与文献 [10–12] 给出的仿真结果一致。

将针对 FCL 出线故障和近区故障 ( $s=1\text{km}, 4\text{km}, 7\text{km}$ ) 的计算结果, 与文献 [10] 提供的某典型高压断路器的实际开断特性曲线 (见图 7-10 中的虚线) 进行比较, 也可得到有参考意义的结论。如果断路器的恢复电压上升率超过开断特性曲线, 则表示短路故障开断失败。由图 7-10 可见, 当 FCL 杂散电容  $C_p$  为  $100\text{nF}$ , 限流比为  $0.4$  时, 故障限流器不仅能有效限制短路电流, 而且恢复电压上升率也在断路器的开断特性曲线之下, 能够可靠开断。而当杂散电容  $C_p$  为  $10\text{nF}$  时, 断路器两端的恢复电压上升率很大, 一般难以成功开断。依据理论公式的计算结果, 与文献 [10–12] 中的仿真结论相一致, 验证了分析方法的有效性。图 7-10 的结果也表明, 在设计包括经济型 FCL 在内的所有电感式 FCL 的限流电抗时, 想办法增加其自身的杂散电容, 将非常有利于断路器对近区故障的成功开断。

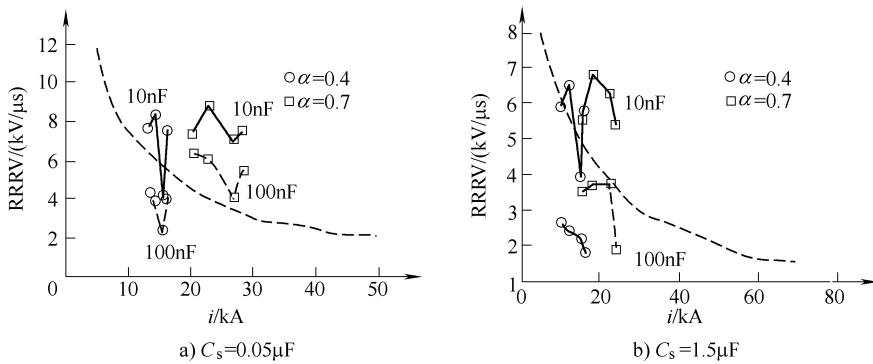


图 7-10 近区故障 RRRV 与断路器开断特性的比较

### 7.1.5 小结

在输电线路中安装经济型 FCL，可有效抑制系统的短路电流，但也会造成断路器恢复电压上升率的增大，可能造成断路器难以成功开断。针对不同工况，通过理论分析与推导得到了断路器恢复电压上升率与限流比、杂散电容以及近区故障距离之间的数学关系。依据导出的理论公式，详细研究了各种因素对恢复电压上升率的影响，计算结果经验证与文献中的有关仿真结论相一致。研究得出的数学表达式，为包括经济型 FCL 在内的所有电感式 FCL 的参数优化设计，以及高压断路器开断特性的选型，可提供理论依据。

## 7.2 对高压断路器失步故障开断特性的影响

当电力系统发生短路故障或负荷突变时，可能使一部分发电机过负荷，而另一部分发电机欠负荷，使发电机转入异步运行，引起失步故障。倘失步发电机与系统的联系较弱且局部负荷较大，则易导致系统振荡解列。此时，装在联络线上的断路器应能可靠开断联络线，以避免整个系统崩溃。可靠开断失步故障是断路器非常重要的一项工作功能。断路器开断失步故障时，电流虽然较小，但瞬态恢复电压的最大值较高，电弧不易熄灭。

FCL 一般安装在断路器的出线端，既能有效限制短路电流，也能降低失步故障电流。但断路器的负担不仅与开断电流有关，还与其断口间的恢复电压有关。线路中串联有经济型 FCL 时，断路器的开断条件可能比没有 FCL 时更为苛刻。FCL 在输电线路的安装应用，可能对断路器的开断性能产生综合影响，针对各种故障类型进行分析，对限流器的实用化设计至关重要。在前一节研究工作的基础上，针对安装经济型 FCL（下文简称 FCL）的输电线路，专门研究断

路器的失步故障开断性能，是本章的重点。

### 7.2.1 对失步开断电流的影响

关于交流高压断路器的 IEC 标准中规定：断路器的额定失步开断电流为额定短路开断电流的 25%。最严重的失步故障是两个系统的电压相位正好处于反相状态。反相故障时的开断电流  $I_{op}$  与断路器所在系统的接线方式有关，针对单回线和双回线接线方式分述如下。

#### 7.2.1.1 单回路接线方式

单回路接线方式的等效电路如图 7-11 所示。图中， $G_1$  和  $G_2$  表示两个远端发电机，通过输电线路以及断路器  $QF_1$  和  $QF_2$  联系起来。设在两端电源母线的出口都安装有 FCL。在断路器开断失步故障前，FCL 投入限流而呈现为高感抗值，忽略元件本身的电磁暂态过程，可把 FCL 对外等效为一电抗。考虑最严重的失步情况，即两电源反相 180°，则流经断路器的失步故障电流为

$$I_{op} = \frac{2U_p}{X_{s1} + X_{s2} + X_L + 2X_f} \quad (7-45)$$

式中， $X_{s1}$ ， $X_{s2}$  为电源 1 和 2 的短路感抗； $X_L$  为线路感抗； $X_f$  为经济型 FCL 的限流电抗。

断路器  $QF_1$  的额定开断电流  $I_s$ ，一般依据  $QF_1$  出线处的短路电流来选

择，近似为

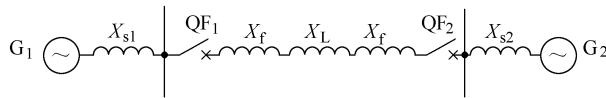


图 7-11 单回路接线方式

$$I_s = \frac{U_p}{X_{s1}} \quad (7-46)$$

由式 (7-45) 和式 (7-46) 联立可得

$$\frac{I_{op}}{I_s} = \frac{2X_{s1}}{X_{s1} + X_{s2} + X_L + 2X_f} \quad (7-47)$$

若两端电源系统的短路容量相同，即  $X_{s1} = X_{s2} = X_s$ ，则式 (7-47) 可简化为

$$\frac{I_{op}}{I_s} = \frac{2X_s}{2X_s + X_L + 2X_f} \quad (7-48)$$

通过推导，可得到 FCL 的限流比  $\alpha$  与限流电抗之间的关系满足

$$\alpha = I'_f/I_f = X_s/(X_s + X_f) \quad (7-49)$$

式中， $I_f$  为安装 FCL 前的预期短路电流， $I'_f$  为安装 FCL 后的实际短路电流。

由式 (7-48) 和式 (7-49) 联立可得

$$\frac{I_{op}}{I_s} = \frac{2}{2/\alpha + X_L/X_s} \quad (7-50)$$

由式(7-50)可知,在安装经济型FCL的系统中,若已知FCL的限流比、断路器的额定开断电流以及单位长度线路的电感值,即可求得 $I_{op}/I_s = 25\%$ 时的临界线路长度。只要两电源系统之间的输电距离大于此临界长度,则失步故障电流 $I_{op}$ 就不会超过额定开断电流的25%。

失步故障电流与额定开断电流的比值,随FCL限流比 $\alpha$ 及 $X_L/X_s$ 比值的变化曲线如图7-12所示。当 $\alpha = 1$ 、0.6和0.3时,线路的相对临界长度 $X_L/X_s$ 分别为6、4.67和1.33。随着FCL限流比的减小,限流能力增强,同时,临界线路长度也相应降低。由以上分析可知,FCL的安装,可降低两个电源系统之间对于联络线长度的要求。

### 7.2.1.2 双回路接线方式

分析双回路接线方式下失步故障开断情况的简化电路如图7-13所示。当 $QF_1$ 点发生短路故障时,断路器 $QF_1$ 与 $QF_2$ 开断故障后可能引起两系统发生振荡失步,甚至造成系统崩溃。若此时两系统已经反相,则断路器 $QF_3$ 开断的就是反相故障电流 $I_{op}$ :

$$I_{op} = \frac{2U_p}{X_{s1} + X_{s2} + X_L + 2X_f} \quad (7-51)$$

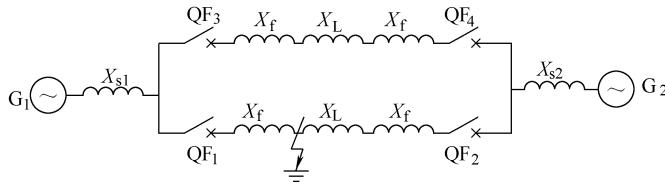


图7-13 双回路接线方式

断路器 $QF_3$ 的额定开断电流,仍以其出线处的短路电流为依据,即

$$I_s = \frac{U_p}{X_{s1}} + \frac{U_p}{X_{s2} + X_L} = \frac{U_p(X_{s1} + X_{s2} + X_L)}{X_{s1}(X_{s2} + X_L)} \quad (7-52)$$

联立式(7-51)和式(7-52)可得

$$\frac{I_{op}}{I_s} = \frac{2X_{s1}(X_{s2} + X_L)}{(X_{s1} + X_{s2} + X_L + 2X_f)(X_{s1} + X_{s2} + X_L)} \quad (7-53)$$

令 $y = X_{s1}/(X_{s2} + X_L)$ ,它表示线路长度的相对大小。将式(7-49)代入式(7-53),可得到

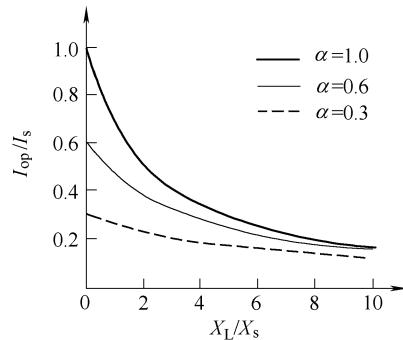


图7-12 失步故障电流  
与线路阻抗的关系

$$\frac{I_{\text{op}}}{I_s} = \frac{2y}{[(2/\alpha - 1)y + 1](y + 1)} \quad (7-54)$$

根据式 (7-54)，可得到不同  $y$  值下的  $I_{\text{op}}/I_s$ ，如图 7-14 所示。

此时，无论 FCL 限流比为多大， $I_{\text{op}}/I_s$  都随着  $y$  值的增大而呈现先大后小的趋势，即存在极值现象。而且，值得注意的是，当限流比减小时， $I_{\text{op}}/I_s$  的最大值也随之减小。例如，当  $\alpha = 0.3$  时，不论线路长短，均能保证失步故障电流  $I_{\text{op}}$  不会超过额定开断电流的 25%。

总之，无论系统属于单回路还是双回路接线方式，FCL 的安装都能显著抑制失步故障电流，从而降低对两个电源系统之间联络线长度的要求，可确保反相故障电流  $I_{\text{op}}$  不会超过额定开断电流的 25%。

## 7.2.2 对瞬态恢复电压的影响

安装在断路器出口的电力设备，其杂散电容会对断路器的开断特性造成影响，因此，这里必须考虑 FCL 限流电抗的杂散电容。

当断路器开断失步故障时，FCL 已经呈现为高限流感抗值，可将其等效为一个带有并联杂散电容的电感，如图 7-15 所示。其中， $L_f$  和  $C_p$  分别表示电感型 FCL 的电感与杂散电容。

为简单起见，这里分析单相电路开断失步故障的情况，开断三相电路时只需乘以首开相系数即可。

开断失步故障的等效电路如图 7-16 所示。其中， $G$  为电源， $U_m$  为电源相电压幅值， $U_p$  为电源相电压有效值； $QF_1$  和  $QF_2$  为断路器断口； $L_s$ 、 $R_s$  和  $C_s$  为断路器电源侧的电感、电阻与对地电容； $C_f$  为 FCL 的对地电容。 $L_1$  和  $C_1$  为线路侧的电感与对地电容。

若单位长度线路电感与对地电容分别为  $l_1$  与  $c_1$ ，线路长度为  $s$ ，则  $L_1 = l_1 s$ ， $C_1 = c_1 s$ ，从而故障电流  $I_{\text{op}}$  可表示为

$$\begin{aligned} I_{\text{op}} &= \frac{2U_p}{\sqrt{4R_s^2 + (2\omega L_s + 2\omega L_f + \omega L_1)^2}} = \frac{2U_p}{\sqrt{4R_s^2 + (2\omega L_s + 2\omega L_f + \omega l_1 s)^2}} \\ &\approx \frac{2U_p}{2\omega L_s + 2\omega L_f + \omega l_1 s} \end{aligned} \quad (7-55)$$

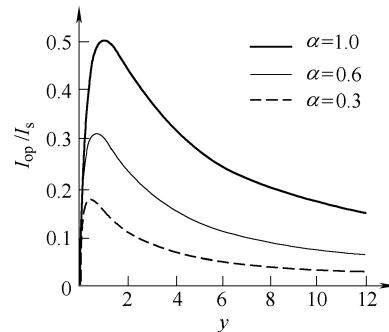


图 7-14 失步故障电流与  $y$  的关系

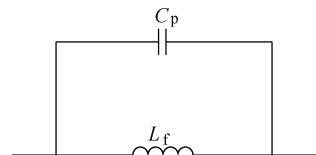


图 7-15 FCL 的等效模型

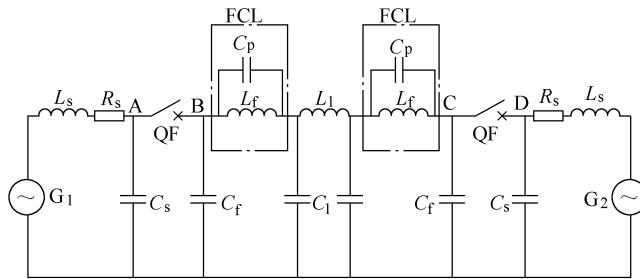


图 7-16 失步故障等效电路

式中,  $\omega$  为电源角频率。

在断路器的断口电弧熄灭之前,  $C_s$  与  $C_f$  经电弧连在一起。电弧电压一般很低, 可认为  $C_s$  与  $C_f$  的电压  $u_A$  与  $u_B$  相等。当电弧电流过零时,  $u_A$  和  $u_B$  正好到达电压峰值  $U_{Am}$  与  $U_{Bm}$ :

$$U_{Am} = U_{Bm} = \frac{\sqrt{2}U_p\omega(2L_f + l_1 s)}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2(2L_s + 2L_f + l_1 s)^2}} \approx \frac{\sqrt{2}U_p(2L_f + l_1 s)}{2L_s + 2L_f + l_1 s} \quad (7-56)$$

由于瞬态恢复电压存在的时间很短, 该时间内工频电源电压变化很小, 可近似按常数  $U_0$  考虑,  $U_0 = U_m \sin \varphi$ ,  $\varphi$  为短路时功率因数角, 由  $L_s$ 、 $R_s$  和  $L_f$  决定。假定以断路器电弧电流熄灭作为时间坐标零点, 即  $t=0$ , 则电容器  $C_s$  两端的电压可以通过如下微分方程表示出来:

$$L_s C_s \frac{d^2 u_A}{dt^2} + R_s C_s \frac{du_A}{dt} + u_A = U_0 \quad (7-57)$$

通常电阻  $R_s$  较小,  $u_A$  将以振荡形式出现。求解式 (7-57) 可得

$$u_A = U_0 [1 - e^{-\delta t} (a_1 \cos \omega'_1 t + a_2 \sin \omega'_1 t)] \quad (7-58)$$

将起始条件  $t=0$  时,  $u_A = U_{Am}$  和  $i_A = 0$  代入式 (7-58), 可求出积分常数  $a_1$  和  $a_2$ , 整理后得到

$$u_A = U_0 \left\{ 1 - e^{-\delta t} \left[ \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \cos \omega'_1 t + \frac{\delta}{\omega'_1} \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \sin \omega'_1 t \right] \right\} \quad (7-59)$$

式中,  $\delta = R_s / 2L_s$ ,  $\omega_1 = 1 / \sqrt{L_s C_s}$ ,  $\omega'_1 = \sqrt{\omega_1^2 - \delta^2}$ 。

由于电路中  $\delta$  很小, 满足  $\omega'_1 \approx \omega_1$ , 且  $e^{-\delta t} \approx 1$ , 则式 (7-59) 可简化为

$$u_A = U_0 \left[ 1 - \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_0} \right) \cos \omega_1 t \right] \quad (7-60)$$

由于  $U_0 = U_m \sin \varphi$ , 则  $u_A$  可近似用下式表示:

$$u_A = U_m \sin \varphi - U_m \left( 1 - \frac{U_{Am}}{U_m} \right) \sin \varphi \cos \omega_1 t \quad (7-61)$$

通常故障时的功率因数很低,  $\cos \varphi < 0.15$ , 则  $\sin \varphi \approx 1$ ,  $\varphi \approx \pi/2$ 。

$$u_A = U_m - (U_m - U_{Am}) \cos \omega_1 t \quad (7-62)$$

同理，在线路另一端：

$$u_C = u_D = -U_m + (U_m - U_{Am}) \cos \omega_1 t \quad (7-63)$$

在线路两端的断路器断口电弧都熄灭后，它们之间的系统部分将会出现两个电压振荡。首先，由于杂散电容和对地电容的存在，FCL 限流电抗上的电压  $u_{FCL}$  从  $U_{Fm}$  开始，会经历一个振荡过程，其振荡频率为  $\omega_2 = 1/\sqrt{L_f(C_f + C_p)}$ 。此时，FCL 限流电抗上的电压为

$$u_{FCL} = U_{Fm} \cos \omega_2 t \quad (7-64)$$

其次，由于输电线路具有分布参数特性，将在其上产生一个锯齿波的行波过程，其周期  $T_3$  为行波经过故障线路长度所需时间的 4 倍。忽略线路损耗，则行波的传播速度为  $1/\sqrt{l_1 c_1}$ ，锯齿波的振荡周期为

$$T_3 = 4s \sqrt{l_1 c_1} = 4 \sqrt{L_1 C_1} \quad (7-65)$$

输电线路电压  $u_L$  的初始值为  $U_{Lm}$ ，经  $T_3/2$  时间后将降到  $-U_{Lm}$ 。由此可得到  $u_L$  在初始  $1/2$  周期内的电压下降率为

$$\frac{du_L}{dt} = \frac{2U_{Lm}}{2s \sqrt{l_1 c_1}} = \sqrt{2} I_{op} \omega (l_1 s) \cdot \frac{1}{s \sqrt{l_1 c_1}} = \sqrt{2} I_{op} \omega Z_0 \quad (7-66)$$

则在一个初始周期内， $u_L$  的电压变化方程式为

$$u_L = \begin{cases} U_{Lm} - \sqrt{2} I_{op} \omega Z_0 t \\ -U_{Lm} + \sqrt{2} I_{op} \omega Z_0 (t - T_3/2) \end{cases} \quad (7-67)$$

根据上述分析，可以得到失步故障开断后断路器的恢复电压为

$$u_{tr} = u_{AB} = u_A - u_B = u_A - (2u_{FCL} + u_L + u_C) \quad (7-68)$$

断路器断口的瞬态恢复电压上升率 (RRRV) 可表示为

$$RRRV = V_p/t_p \quad (7-69)$$

式中， $t_p$  是达到恢复电压  $u_{tr}$  第一个峰值  $V_p$  的时间， $V_p = u_{tr|t=t_p} - u_{tr|t=0}$ 。设  $T_1$  为电源侧电容电压的振荡周期， $T_2$  为 FCL 限流电抗电压的振荡周期， $T_3$  为故障线路行波电压的振荡周期，并将三者中的最小值记为  $\min(T_1, T_2, T_3)$ ，则瞬态恢复电压起始部分的周期  $T_0$  即为  $\min(T_1, T_2, T_3)$ 。

一般情况下，因 220kV 线路较长，其电感与电容值较大，因此故障线路的行波电压振荡频率相对较低，满足  $T_1 > T_3$ ， $T_2 > T_3$ 。当 FCL 的杂散电容较小时，满足  $T_1 > T_2$ ，则下式成立：

$$t_p = T_0/2 = \min(T_1, T_2, T_3)/2 = T_2/2 = \pi \sqrt{L_f(C_f + C_p)} \quad (7-70)$$

将式 (7-62)、式 (7-63)、式 (7-64)、式 (7-67) 和式 (7-70) 代入式 (7-68)，可得到断路器断口恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = 2(U_m - U_{Am}) \left( 1 - \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_2} \right) + 4U_{Fm} + \sqrt{2}I_{ss}\omega Z_0 \frac{\pi}{\omega_2} \quad (7-71)$$

由式(7-69)、式(7-70)和式(7-71), 可得

$$\text{RRRV} = U_m \left( \frac{4L_s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{L_f(C_p + C_f)\pi^2}{L_s C_s}} \right) + 8L_f}{\pi(2L_s + 2L_f + l_1 s) \sqrt{L_f(C_p + C_f)}} + \frac{2Z_0}{2L_s + 2L_f + l_1 s} \right) \quad (7-72)$$

将式(7-49)代入式(7-72), 得到

$$\begin{aligned} \text{RRRV} = U_m & \left( \frac{4\alpha L_s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{(1-\alpha)(C_p + C_f)\pi^2}{\alpha C_s}} \right)}{\pi(2L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{L_s(C_p + C_f)(1-\alpha)/\alpha}} \right. \\ & + \frac{8(1-\alpha)L_s}{\pi(2L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{L_s(C_p + C_f)(1-\alpha)/\alpha}} \\ & \left. + \frac{2Z_0}{2L_s + 2(1-\alpha)L_s/\alpha + l_1 s} \right) \end{aligned} \quad (7-73)$$

若满足  $T_1 < T_2$ , 令

$$t_p = T_0/2 = \min(T_1, T_2, T_3)/2 = T_1/2 = \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (7-74)$$

将式(7-74)代入式(7-68), 可得到断路器断口瞬态恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = 4(U_m - U_{Am}) + 2U_{Fm} \left( 1 - \cos \frac{\omega_2 \pi}{\omega_1} \right) + \sqrt{2}I_{ss}\omega Z_0 \frac{\pi}{\omega_1} \quad (7-75)$$

由式(7-69)、式(7-74)和式(7-75), 可得

$$\text{RRRV} = U_m \left( \frac{8L_s + 4L_f \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{L_s C_s}{L_f(C_p + C_f)}} \right)}{\pi(2L_s + 2L_f + l_1 s) \sqrt{L_s C_s}} + \frac{2Z_0}{2L_s + 2L_f + l_1 s} \right) \quad (7-76)$$

将式(7-49)代入式(7-76), 得到

$$\begin{aligned} \text{RRRV} = U_m & \left( \frac{8\alpha L_s}{\pi(2L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{L_s C_s}} \right. \\ & + \frac{4(1-\alpha)L_s \left( 1 - \cos \sqrt{\frac{\alpha C_s \pi^2}{(1-\alpha)(C_p + C_f)}} \right)}{\pi(2L_s + \alpha l_1 s) \sqrt{L_s C_s}} \\ & \left. + \frac{2Z_0}{2L_s + 2(1-\alpha)L_s/\alpha + l_1 s} \right) \end{aligned} \quad (7-77)$$

式(7-73)和式(7-77)表达了失步故障开断后, 断路器端口的瞬态电压

上升率与限流比和系统参数之间的数量关系。

若系统中不安装 FCL, 即限流比为 1 时, 则断口恢复电压的第一个峰值为

$$V_p = 4(U_m - U_{Am}) + \sqrt{2}I_{ss}\omega Z_0 \frac{\pi}{\omega_1} \quad (7-78)$$

断口恢复电压到达第一个峰值的时间为

$$t_p = \pi \sqrt{L_s C_s} \quad (7-79)$$

由于  $L_f = 0$ , 此时断路器的恢复电压上升率为

$$\text{RRRV} = U_m \left( \frac{8L_s}{\pi(2L_s + l_1 s) \sqrt{L_s C_s}} + \frac{2Z_0}{2L_s + l_1 s} \right) \quad (7-80)$$

下面针对 220kV 系统发生失步故障的情况进行计算分析。参数取为:  $U_m = 180\text{kV}$ ,  $L_s = 10\text{mH}$ ,  $R_s = 0.1\Omega$ ,  $C_s = 0.05\mu\text{F}$ ,  $C_f = 0.1\text{nF}$ ,  $C_p = 10\text{nF}$ ,  $l_1 = 0.8\text{mH/km}$ ,  $c_1 = 15\text{nF/km}$ ,  $s = 60\text{km}$ 。发生失步故障时, 可使用式 (7-73)、式 (7-77) 和式 (7-80) 得到恢复电压上升率 (RRRV) 与限流比  $\alpha$  ( $0.1 \leq \alpha \leq 1$ ) 的关系曲线, 如图 7-17 所示。

由图 7-17 可见, 随着 FCL 限流比的增大, 失步故障开断后断路器的恢复电压上升率先增大后减小。限流比为 0.3 时, RRRV 取得最大值为  $8.58\text{kV}/\mu\text{s}$ ; 而限流比为 1.0 时, 即系统未安装 FCL, RRRV 取得最小值为  $4.24\text{kV}/\mu\text{s}$ 。因此, 从恢复电压上升率的角度考虑, FCL 的安装, 增加了断路器开断失步故障的难度。

为验证系统发生失步故障时, 两端电源侧电容电压的振荡周期  $T_1$ 、FCL 限流电抗电压的振荡周期  $T_2$ 、线路行波电压的振荡周期  $T_3$  之间的相对大小关系, 针对失步故障, 利用 EMTP 仿真还得到了断路器两端电压的变化曲线。以限流比  $\alpha = 0.5$  时的情况为例, 断路器两端各个电压的变化曲线如图 7-18 所示。可以看出, 由于  $T_2$  一般最小, 其值决定了断路器瞬态恢复电压达到首峰值的时间。

瞬态恢复电压的最大值也是影响断路器开断特性的一个关键因素。失步故障发生后, 会出现比较大的瞬态

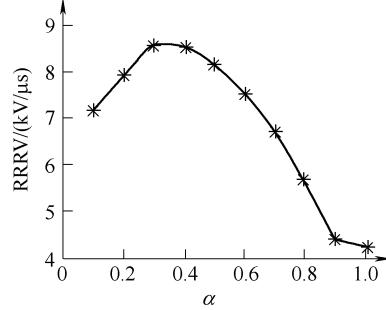


图 7-17 恢复电压上升率

与限流比的关系

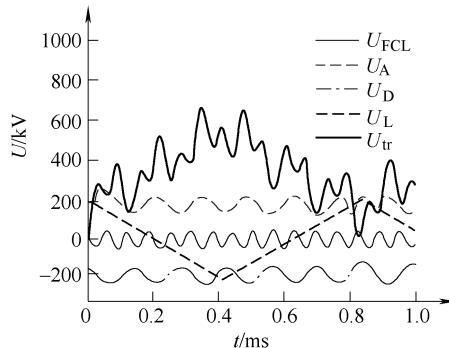


图 7-18 断路器两端的各个电压波形

恢复电压，可能造成弧隙的重击穿，导致电弧重燃。利用式(7-68)可得到瞬态恢复电压最大值与FCL限流比的关系曲线，如图7-19所示。

由图7-19的计算结果可见，随着FCL限流比的减小，断口恢复电压的最大值也发生变化，呈整体上升趋势，此结果可为限流比的选择提供了参考依据。

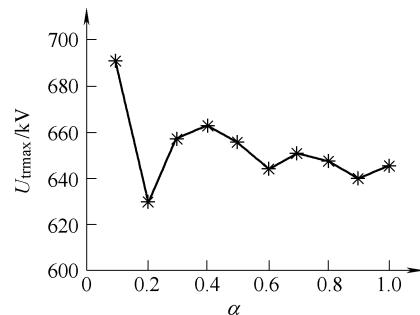


图7-19 恢复电压最大值与限流比的关系

系统中安装FCL后，一方面能显著抑制故障电流，但另一方面也加大了断路器的瞬态恢复电压上升率，同时，瞬态恢复电压的最大值也会变化。电感型FCL限流比究竟为多大时，断路器的熄弧条件最为苛刻？针对这一问题，参考近区故障时对断路器开断苛刻度的定义方法，综合考虑多个影响因素，提出了失步故障时断路器开断苛刻度 $F$ 的表达式。此开断苛刻度主要决定于开断电流 $I_{op}$ 、瞬态恢复电压上升率(RRRV)以及瞬态恢复电压的最大值 $U_{trmax}$ 。以此为基础，分析了不同FCL限流比下，断路器开断失步故障的难易程度。

$$F = I_{op} (RRRV)^{\beta} U_{trmax} \quad (7-81)$$

式中， $\beta$ 为常数，与断路器的灭弧方式及介质有关。

将式(7-55)、式(7-68)和式(7-69)代入式(7-81)，得到

$$F = \frac{2U_p}{2\omega L_s/\alpha + \omega l_1 s} (V_p/t_p)^{\beta} \Big|_{t_p=T_0} U_{tr} \Big|_{t=T_{max}} \quad (7-82)$$

式中， $T_{max}$ 为瞬态恢复电压到达最大值的时刻。

对于不同的断路器灭弧介质与灭弧方式， $\beta$ 值也发生变化。针对图7-16所示的失步故障分析电路，根据式(7-82)可得到灭弧常数 $\beta$ 取不同值时，断路器开断相对苛刻度 $K$ 随FCL限流比的变化曲线，如图7-20所示。其中， $\alpha=1$ 的值表示系统未安装FCL的苛刻度 $F_1$ ，取其相对苛刻度为1。

相对苛刻度 $F$ 是限流比的高次函数。由图7-20可知，无论灭弧常数为1或2，断路器开断的相对苛刻度都在限流比为0.5左右时取得最大值，其开断难度远高于未安装FCL的情况。因此，有必要优化FCL的参数设计，从而有效降低断路器的开断苛刻度。

从前文推导过程可见，当限流比一定时，FCL自身的杂散电容 $C_p$ 将对断路器的瞬态恢复电压上升率和最大值产生重要影响。基于导出的理论公式，专门对此进行了计算研究。考虑限流比 $\alpha$ 为0.5时，杂散电容从10nF至100nF变化，计算结果如图7-21所示。

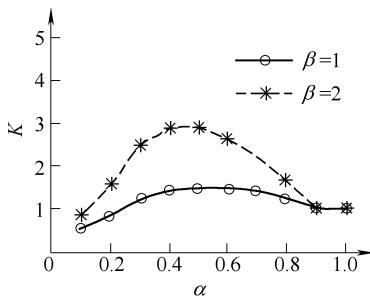


图 7-20 断路器开断相对苛刻度与限流比的关系 ( $C_p = 10\text{nF}$ )

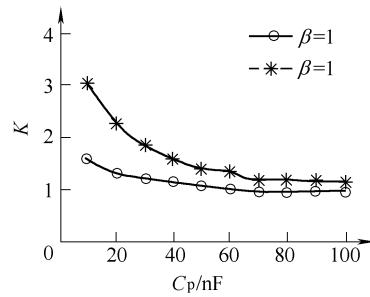


图 7-21 断路器开断相对苛刻度与 FCL 杂散电容的关系 ( $\alpha = 0.5$ )

分析结果表明，当限流比为 0.5 时，随着 FCL 杂散电容的增大，断路器开断苛刻度有减小的趋势；尤其是在灭弧常数为 1、杂散电容  $C_p$  大于 70nF 的情况下，断路器的开断苛刻度将小于未安装 FCL 的情况。此时，FCL 的安装不仅能有效限制失步故障电流，同时也能降低断路器开断失步故障的难度。因此，若限流电抗的杂散电容较小，将可能提高断路器开断的相对苛刻度，导致失步故障的开断难度增大。研究表明，在实际设计经济型 FCL 的限流电抗时，想办法增加其自身的杂散电容，可大大减轻断路器的开断条件，非常有利于断路器对失步故障的成功开断。

#### 7.2.4 小结

通过理论推导和计算，研究了 FCL 限流比对失步故障电流、断路器瞬态恢复电压及其上升率的具体影响。分析结果表明：安装经济型 FCL，可有效抑制系统的失步故障电流，但也会提高断路器的瞬态恢复电压上升率和恢复电压最大值，导致断路器开断苛刻度的增大，可能造成断路器难以成功开断。

通过理论推导出的失步故障时断路器开断苛刻度与 FCL 限流比的数学解析关系，可详细研究 FCL 限流比、FCL 杂散电容及断路器灭弧常数等因素对断路器开断苛刻度的影响，结果表明：为有效降低断路器对失步故障的开断苛刻度，应尽量避免将 FCL 的限流比设计为 0.5，并通过结构设计尽可能地增大 FCL 的杂散电容。

针对失步故障研究得出的一系列数学表达式，可为经济型 FCL 的参数优化设计和高压断路器开断特性的选型提供理论依据。

# 第8章 经济型故障限流器对继电保护的影响

## 8.1 计及故障限流器和故障过渡电阻的接地距离保护补偿算法

线路发生故障时，由于故障限流器限流电抗的介入改变了输电线路的阻抗特性，使得安装在其上游的保护装置测量阻抗增大，导致保护距离变短。因此，必须研究有效方法，消除故障限流器对继电保护尤其是接地距离保护可能带来的影响。另外，线路故障点还存在一定的故障过渡电阻。若过渡电阻很小，则测量阻抗仍可正比于保护安装处至故障点的距离；但若过渡电阻较大，就不能忽略不计，它将使保护范围大大缩小而导致继电器拒动。因此，故障过渡电阻的存在，将使距离保护的动态测量阻抗发生变化，并可能造成保护不正确动作。有统计表明，继电保护装置的不正确动作是造成大范围停电事故的重要原因之一。

传统的补偿故障过渡电阻的方法包括改变阻抗圆大小、设置第一象限偏移角和采用多边形继电器等。然而，对于设计好的姆欧继电器，其阻抗特性圆的大小通常是固定且不可轻易改动的，由此，通过改变阻抗圆特性以保证测量阻抗位于保护区内的做法并不实际。对姆欧继电器设置较大的第一象限偏移角，虽可一定程度上改善覆盖故障过渡电阻的能力，但也会导致大过渡电阻故障时保护区不足与小过渡电阻故障时保护区超越之间的矛盾。此外，尽管多边形继电器可通过改变动作区域的形状来适应测量阻抗的变化，但其制作工艺及接线复杂，目前通用性并不强。

采用上述几种方法，尚不能很好地解决因安装故障限流器和存在故障过渡电阻所可能导致的姆欧继电器拒动现象，需要进一步研究更有效的补偿方法。在不改变姆欧继电器阻抗特性圆的前提下，提出了一种消除限流电抗和故障过渡电阻两方面影响的距离保护补偿算法，该算法能较准确地反映故障点至保护安装位置的距离，从而可避免姆欧继电器的拒动现象。采用 PSCAD/EMTDC 软件，对双端电源系统发生单相和三相接地短路故障的情况进行了仿真分析，验证了该补偿算法的正确性。

### 8.1.1 双端电源系统接地短路故障分析

双端电源系统如图 8-1 所示，其中  $\dot{U}^{(\alpha)}$  与  $\dot{U}^{(\beta)}$  分别表示线路两端的系统电

源，两电源的模相等但存在一定相位差  $\delta$ ， $\dot{U}^{(\alpha)}$  为发送端， $\dot{U}^{(\beta)}$  为接受端。两个电源端的母线出口处均安装有距离继电器，即  $K_1$  和  $K_2$ 。每个继电器的下游位置都安装有经济型故障限流器（FCL），其限流阻抗均为  $Z_{\text{FCL}}$ ，忽略电阻效应，其等效分析模型如图 8-2 所示。图 8-1 中 A、B 两点之间为输电线路，当线路上某点经过渡电阻  $R_f$  发生接地故障时，线路的阻抗可分为  $Z^{(\alpha)}$  和  $Z^{(\beta)}$  两部分，故障点电压用  $\dot{U}_f$  表示。

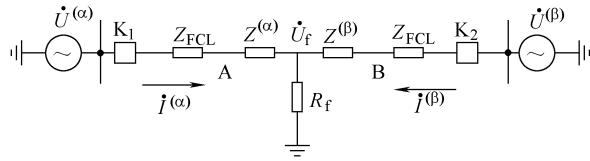


图 8-1 双端电源系统接地故障分析模型

当线路发生接地短路故障时，设发送端侧线路电流为  $\dot{I}^{(\alpha)}$ ，接受端侧线路电流为  $\dot{I}^{(\beta)}$ ，则流过故障过渡电阻  $R_f$  的电流为  $\dot{I}^{(\alpha)}$  与  $\dot{I}^{(\beta)}$  之和，即

$$\dot{I}^{(\alpha)} = \frac{\dot{U}^{(\alpha)} - \dot{U}_f}{Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)}} \quad (8-1)$$

$$\dot{I}^{(\beta)} = \frac{\dot{U}^{(\beta)} - \dot{U}_f}{Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)}} \quad (8-2)$$

$$\dot{I}^{(\alpha)} + \dot{I}^{(\beta)} = \frac{\dot{U}_f}{R_f} \quad (8-3)$$

整理以上三式，可得

$$\frac{\dot{U}^{(\alpha)} - \dot{U}_f}{Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)}} + \frac{\dot{U}^{(\beta)} - \dot{U}_f}{Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)}} = \frac{\dot{U}_f}{R_f} \quad (8-4)$$

由式 (8-4) 可得

$$\dot{U}_f = \frac{(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)})R_f \dot{U}^{(\alpha)} + (Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)})R_f \dot{U}^{(\beta)}}{\Delta} \quad (8-5)$$

式中， $\Delta$  表示一算子，见式 (8-6) 所示：

$$\Delta = (Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)})(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)}) + (Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)})R_f + (Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)})R_f \quad (8-6)$$

将式 (8-5) 代入式 (8-1) 中，可得

$$\dot{I}^{(\alpha)} = \frac{(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)})\dot{U}^{(\alpha)} + R_f(\dot{U}^{(\alpha)} - \dot{U}^{(\beta)})}{\Delta} \quad (8-7)$$

同理，将式 (8-5) 代入式 (8-2)，可得

$$\dot{I}^{(\beta)} = \frac{(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)}) \dot{U}^{(\beta)} + R_f (\dot{U}^{(\beta)} - \dot{U}^{(\alpha)})}{\Delta} \quad (8-8)$$

将式(8-8)除以式(8-7), 可得到接受端电流相量与发送端电流相量之比:

$$\frac{\dot{I}^{(\beta)}}{\dot{I}^{(\alpha)}} = \frac{(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)}) \dot{U}^{(\beta)} + R_f (\dot{U}^{(\beta)} - \dot{U}^{(\alpha)})}{(Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)}) \dot{U}^{(\alpha)} + R_f (\dot{U}^{(\alpha)} - \dot{U}^{(\beta)})} \quad (8-9)$$

电网正常运行状态下, 并网的双端电源系统之间的相位差 $\delta$ 一般不大; 当线路发生接地短路时, 短时间内 $\delta$ 也不会发生突变。因此, 在推导故障量的一般关系时, 可先忽略相位差 $\delta$ 的影响, 即认为 $\dot{U}^{(\alpha)} \approx \dot{U}^{(\beta)}$ , 则接受端与发送端故障电流相量的模之比可写为

$$\frac{I^{(\beta)}}{I^{(\alpha)}} = \frac{|Z_{\text{FCL}} + Z^{(\alpha)}|}{|Z_{\text{FCL}} + Z^{(\beta)}|} \quad (8-10)$$

当线路发生短路故障时, 相对于电抗效应, 输电线路上的电阻效应可忽略, 即 $Z^{(\alpha)} \approx jX^{(\alpha)}$ ,  $Z^{(\beta)} \approx jX^{(\beta)}$ , 其中 $X^{(\alpha)}$ 和 $X^{(\beta)}$ 分别为发送端和接受端至短路故障点的线路电抗。

由此, 式(8-10)可改写成

$$\frac{I^{(\beta)}}{I^{(\alpha)}} = \frac{|j\omega L + jX^{(\alpha)}|}{|j\omega L + jX^{(\beta)}|} = \frac{\omega L + X^{(\alpha)}}{\omega L + X^{(\beta)}} = k \quad (8-11)$$

式中,  $k$ 为实数, 表示接受端与发送端故障电流相量的模之比。

当忽略FCL和输电线路的电阻效应时, 则发送端和接受端系统电源发出的有功功率 $P^{(\alpha)}$ 和 $P^{(\beta)}$ 主要由故障过渡电阻 $R_f$ 消耗, 且满足

$$\frac{P^{(\beta)}}{P^{(\alpha)}} = \frac{U_f I^{(\beta)}}{U_f I^{(\alpha)}} = \frac{I^{(\beta)}}{I^{(\alpha)}} = k \quad (8-12)$$

设 $P$ 为发送端和接受端电源发出的总有功功率, 则有以下两式:

$$P = P^{(\alpha)} + P^{(\beta)} = (1 + k)P^{(\alpha)} \quad (8-13)$$

$$P = (I^{(\alpha)} + I^{(\beta)})^2 R_f = (1 + k)^2 I^{(\alpha)2} R_f \quad (8-14)$$

综合式(8-13)和式(8-14)得到

$$R_f = \frac{P^{(\alpha)}}{(1 + k)I^{(\alpha)2}} \quad (8-15)$$

若把图8-1中双端电源系统的故障过渡电阻 $R_f$ 分解为两个不同电阻 $R^{(\alpha)}$ 和 $R^{(\beta)}$ 的并联, 则该系统就可分解为两个相对独立的单端电源故障系统的组合, 如图8-2所示。在这两个新的单端系统中,  $\dot{U}^{(\alpha)}$ 发出的有功功率 $P^{(\alpha)}$ 只由 $R^{(\alpha)}$ 消耗, 而 $\dot{U}^{(\beta)}$ 发出的有功功率 $P^{(\beta)}$ 只由 $R^{(\beta)}$ 消耗。这样, 若对继电器 $K_1$ 进行补

偿，则只需分析左侧的单电源系统；同理，对继电器  $K_2$  进行补偿，则只需分析右侧的单电源系统。设两个等效单端故障系统的故障点分别为  $f_1$  和  $f_2$ ，则  $f_1$  和  $f_2$  处的故障电压均为  $\dot{U}_f$ ，这是约束条件。

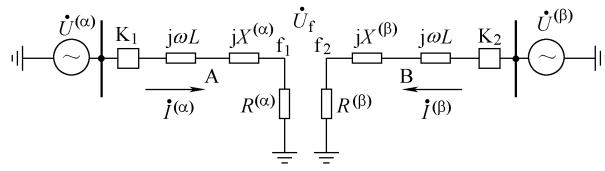


图 8-2 分解后的双端电源系统接地故障分析模型

由图 8-2 可知， $R^{(\alpha)}$  和  $R^{(\beta)}$  必须满足以下两式：

$$\dot{I}^{(\alpha)} R^{(\alpha)} = \dot{I}^{(\beta)} R^{(\beta)} = (\dot{I}^{(\alpha)} + \dot{I}^{(\beta)}) R_f \quad (8-16)$$

$$I^{(\alpha)^2} R^{(\alpha)} + I^{(\beta)^2} R^{(\beta)} = (I^{(\alpha)} + I^{(\beta)})^2 R_f \quad (8-17)$$

解式 (8-16)、式 (8-17)，并代入式 (8-11) 可得

$$R^{(\alpha)} = \frac{\dot{I}^{(\alpha)} + \dot{I}^{(\beta)}}{\dot{I}^{(\alpha)}} R_f = \frac{I^{(\alpha)} + I^{(\beta)}}{I^{(\alpha)}} R_f = (1 + k) R_f \quad (8-18)$$

$$R^{(\beta)} = \frac{\dot{I}^{(\alpha)} + \dot{I}^{(\beta)}}{\dot{I}^{(\beta)}} R_f = \frac{I^{(\alpha)} + I^{(\beta)}}{I^{(\beta)}} R_f = \left(1 + \frac{1}{k}\right) R_f \quad (8-19)$$

将式 (8-15) 代入式 (8-18)，可得

$$R^{(\alpha)} = \frac{P^{(\alpha)}}{I^{(\alpha)^2}} \quad (8-20)$$

对图 8-2 左边的单端等效系统应用对称分量法，可得到故障点电压和故障电流的序分量及复合序网，如图 8-3 所示。接受端侧系统的复合序网可同理获得。

在图 8-3 中， $Z_1^{(\alpha)}$ 、 $Z_2^{(\alpha)}$  和  $Z_0^{(\alpha)}$  分别表示该系统复合序网的正序、负序和零序阻抗； $\dot{U}_1^{(\alpha)}$ 、 $\dot{U}_2^{(\alpha)}$  和  $\dot{U}_0^{(\alpha)}$  与  $\dot{i}_1^{(\alpha)}$ 、 $\dot{i}_2^{(\alpha)}$  和  $\dot{i}_0^{(\alpha)}$  分别表示该复合序网故障点电压和电流的正序、负序和零序分量。

该复合序网的边界条件可写成以下三式：

$$\dot{U}_f = \dot{U}_1^{(\alpha)} + \dot{U}_2^{(\alpha)} + \dot{U}_0^{(\alpha)} = R^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)} \quad (8-21)$$

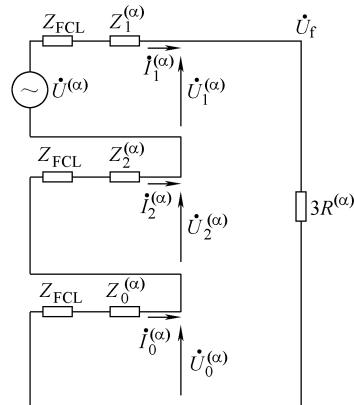


图 8-3 等效单端系统的单相接地故障复合序网

$$\dot{I}_1^{(\alpha)} = \dot{I}_2^{(\alpha)} = \dot{I}_0^{(\alpha)} \quad (8-22)$$

$$\dot{I}^{(\alpha)} = \dot{I}_1^{(\alpha)} + \dot{I}_2^{(\alpha)} + \dot{I}_0^{(\alpha)} \quad (8-23)$$

由复合序网可以得到

$$\begin{aligned} \dot{U}^{(\alpha)} - Z_1^{(\alpha)} \dot{I}_1^{(\alpha)} - Z_{\text{FCL}} \dot{I}_1^{(\alpha)} - Z_2^{(\alpha)} \dot{I}_2^{(\alpha)} - Z_{\text{FCL}} \dot{I}_2^{(\alpha)} - Z_0^{(\alpha)} \dot{I}_0^{(\alpha)} \\ - Z_{\text{FCL}} \dot{I}_0^{(\alpha)} = \dot{U}_f = R^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)} \end{aligned} \quad (8-24)$$

代入式 (8-22) 和式 (8-23), 且认为  $Z_1^{(\alpha)} = Z_2^{(\alpha)}$ , 得

$$\dot{U}^{(\alpha)} - R^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)} = Z_1^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)} + (Z_0^{(\alpha)} - Z_1^{(\alpha)}) \dot{I}_0^{(\alpha)} + Z_{\text{FCL}} \dot{I}^{(\alpha)} \quad (8-25)$$

继续整理, 即得

$$\frac{\dot{U}^{(\alpha)} - R^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)} - Z_{\text{FCL}} \dot{I}^{(\alpha)}}{Z_1^{(\alpha)}} = \dot{I}^{(\alpha)} + \frac{(Z_0^{(\alpha)} - Z_1^{(\alpha)}) \dot{I}_0^{(\alpha)}}{Z_1^{(\alpha)}} \quad (8-26)$$

若将式 (8-26) 等号右边的式子定义为  $\dot{I}_M^{(\alpha)}$ , 则有

$$\dot{I}_M^{(\alpha)} = \dot{I}^{(\alpha)} + \frac{(Z_0^{(\alpha)} - Z_1^{(\alpha)}) \dot{I}_0^{(\alpha)}}{Z_1^{(\alpha)}} \quad (8-27)$$

且在式 (8-27) 中, 定义

$$\frac{(Z_0^{(\alpha)} - Z_1^{(\alpha)}) \dot{I}_0^{(\alpha)}}{Z_1^{(\alpha)}} = 3m \quad (8-28)$$

式中,  $m$  即为零序电流补偿系数, 它表示线路中零序阻抗与正序阻抗的固有关系, 取决于线路的结构。根据式 (8-28),  $\dot{I}_M^{(\alpha)}$  是可以通过测量单端故障电流获得的中间量。

将式 (8-27) 代入式 (8-26), 整理得

$$Z_1^{(\alpha)} = \frac{\dot{U}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} - \frac{R^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} - \frac{Z_{\text{FCL}} \dot{I}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} \quad (8-29)$$

将式 (8-20) 代入式 (8-29), 并将故障限流器 (FCL) 的等效限流阻抗换为  $j\omega L$ , 得到

$$Z_1^{(\alpha)} = \frac{\dot{U}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} - \frac{P^{(\alpha)} \dot{I}^{(\alpha)}}{I^{(\alpha)2} \dot{I}_M^{(\alpha)}} - \frac{j\omega L \dot{I}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} \quad (8-30)$$

同理, 可得系统发生三相接地短路时, 补偿后继电器  $K_1$  的测量阻抗  $Z_1^{(\alpha)}$  为

$$Z_1^{(\alpha)} = \frac{\dot{U}^{(\alpha)}}{\dot{I}_M^{(\alpha)}} - \frac{P^{(\alpha)}}{I^{(\alpha)2}} - j\omega L \quad (8-31)$$

根据式(8-30)和式(8-31),测量阻抗的补偿公式中已经涵盖了FCL限流电抗的影响,且其计算值在理论上不受故障过渡电阻大小的影响。

## 8.1.2 双端电源系统仿真分析

### 8.1.2.1 系统模型参数

仿真模型见图8-1,其中 $\dot{U}^{(a)}$ 和 $\dot{U}^{(b)}$ 均为三相220kV系统。对于实际的双端电源线路,两电源之间通常存在一定的相位差,而算法是在忽略相位差的前提下得到的,为此,在仿真中设定 $\dot{U}^{(a)}$ 与 $\dot{U}^{(b)}$ 的相位差 $\delta$ 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 之间变化,以考核算法的有效性。A与B两点间为100km输电线路,采用贝瑞隆(Bergeron)模型等效。继电器 $K_1$ 的保护I段设定为保护线路AB的80%。故障限流器(FCL)中,限流电抗 $L=9.1\text{mH}$ 。接地故障过渡电阻设定为几欧至几百欧之间。

### 8.1.2.2 计算结果分析

针对不同的接地短路故障点、不同的接地短路类型、不同的故障过渡电阻 $R_f$ 和不同的相位差 $\delta$ ,采用PSCAD/EMTDC软件开展仿真研究,图8-4~图8-11为仿真得到的部分测量阻抗曲线图。每幅图中都有两条运动曲线,其中右边的曲线是未经补偿的测量阻抗变化曲线,左边的曲线是采用算法补偿后的测量阻抗变化曲线,圆圈表示姆欧继电器保护I段的阻抗特性区域。

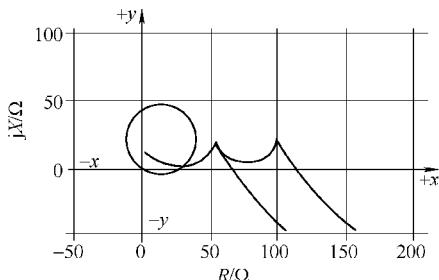


图8-4 A相接地短路故障(故障点距 $K_1$ 为25km,过渡电阻为 $50\Omega$ , $\delta=5^\circ$ )

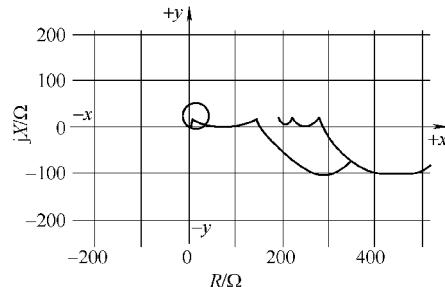


图8-5 A相接地短路故障(故障点距 $K_1$ 为75km,过渡电阻为 $100\Omega$ , $\delta=5^\circ$ )

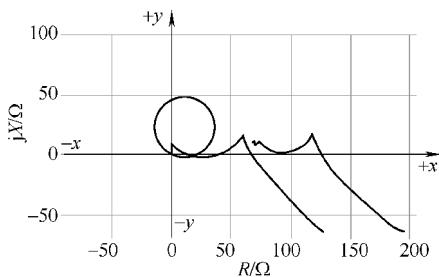


图8-6 三相接地短路故障(故障点距 $K_1$ 为25km,过渡电阻为 $50\Omega$ , $\delta=5^\circ$ )

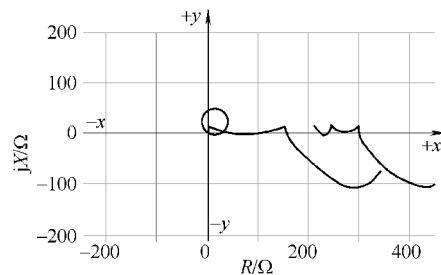


图8-7 三相接地短路故障(故障点距 $K_1$ 为75km,过渡电阻为 $100\Omega$ , $\delta=5^\circ$ )

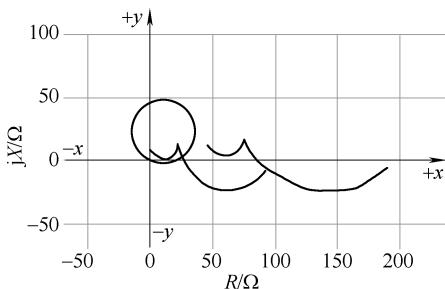


图 8-8 A 相接地短路故障（故障点距  $K_1$  为 25km，过渡电阻为  $50\Omega$ ,  $\delta = 15^\circ$ ）

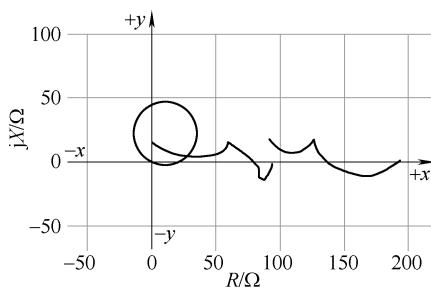


图 8-9 三相接地短路故障（故障点距  $K_1$  为 75km，过渡电阻为  $50\Omega$ ,  $\delta = 15^\circ$ ）

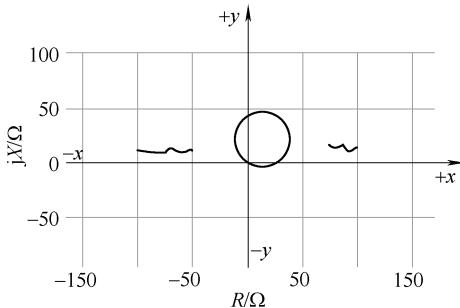


图 8-10 A 相接地短路故障（故障点距  $K_1$  为 75km，过渡电阻为  $100\Omega$ ,  $\delta = 30^\circ$ ）

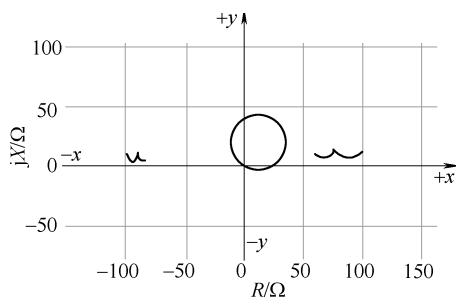


图 8-11 三相接地短路故障（故障点距  $K_1$  为 25km，过渡电阻为  $100\Omega$ ,  $\delta = 30^\circ$ ）

仿真结果表明，若故障前双端系统间的相位差  $\delta$  较小 ( $15^\circ$  以内)，则短路故障点位置、接地短路类型和故障过渡电阻都不会对补偿算法造成误差，即采用该算法得到的测量阻抗最终都会有效地落在继电器  $K_1$  设定的阻抗特性圆内，不受故障限流电抗和故障过渡电阻的影响，补偿效果较好，如图 8-4 ~ 图 8-9 所示。但若将故障前的相位差  $\delta$  增大到  $30^\circ$  左右，依据补偿算法的阻抗仿真结果会产生一定误差，不再落入继电器  $K_1$  设定的阻抗特性圆内，如图 8-10 和图 8-11 所示，但这种情况一般较少。这是因为当相位差  $\delta$  很大时，两个等效单端故障系统的接地电阻  $R^{(\alpha)}$  和  $R^{(\beta)}$  中将含有电抗分量，使补偿算法产生一定误差。

### 8.1.3 小结

通过理论分析提出了消除故障限流器和故障过渡电阻双方面影响的接地距离保护补偿算法，并针对双端电源系统进行仿真，结果表明：当相位差较小时，无论发生单相还是三相接地短路故障，采用距离保护补偿新算法的姆欧继电器，都能够正确动作，保持其良好的选择性。但故障前，若两系统电源间的相位差较大，则将给补偿算法带来一定误差，从而使姆欧继电器不能正确动作，因此，

如何消除大相位差对接地距离保护的影响，值得进一步研究。

## 8.2 安装氧化锌避雷器式故障限流器的输电线路潜供电弧特性与重合闸策略

在超高压输电线路中，70%以上的故障是单相接地故障，而其中约有80%为瞬时性故障。因此，为保证电力系统安全供电和稳定运行，单相自动重合闸技术在国内外电力系统得到了广泛应用。FCL在超高压线路的应用可能对电网产生综合影响，涉及暂态稳定、继电保护、断路器开断能力、自动重合闸等方面，针对这些问题进行分析，对限流器的实用化设计至关重要。作为其中一个方面，FCL对超高压线路单相自动重合闸的影响分析是研究重点。

针对潜供电弧状态对单相重合闸的影响问题，文献[17]分析了超高压线路潜供电弧电压的频率特性；文献[18]研究了串联谐振型FCL对继电保护和电能质量的影响；文献[19, 20]则认为串联谐振型FCL能够提高系统的暂态稳定性。迄今为止，国内外鲜见FCL对单相自动重合闸影响的研究文献。基于EMTP电磁暂态仿真及等效分析电路，针对安装氧化锌避雷器式FCL的500kV输电线路的潜供电弧特性，提出了氧化锌避雷器式FCL与单相自动重合闸的配合策略。

### 8.2.1 超高压输电系统分析模型

500kV等级的线路，由于电压等级高、线路长、容量大，易造成潜供电弧持续燃烧时间较长，甚至有时不能自熄，无法可靠地实现单相自动重合闸。为限制潜供电流，一般在线路首末两端安装中性点加小电抗的并联电抗器。

图8-12为一安装有氧化锌避雷器式FCL的超高压输电线路模型，线路首末两端并联电抗器和线路参数均来源于我国华南某500kV超高压输电系统，其线路参数为： $R_1 = 0.0195\Omega/\text{km}$ ， $R_0 = 0.1675\Omega/\text{km}$ ， $L_1 = 0.9134\text{mH}/\text{km}$ ， $L_0 = 2.719\text{mH}/\text{km}$ ， $C_1 = 0.014\mu\text{F}/\text{km}$ ， $C_0 = 0.00834\mu\text{F}/\text{km}$ 。其中，氧化锌避雷器式FCL的拓扑结构如图2-1所示。

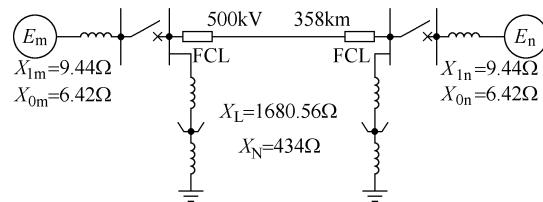


图8-12 安装FCL的500kV输电系统

### 8.2.2 旁路开关断开时间对潜供电流的影响

安装氧化锌避雷器式 FCL 的超高压输电线路，在单相接地故障切除后，为保证 FCL 的可靠恢复，需断开旁路开关 K，而此时电容器  $C_f$  通过短路点电弧和并联电抗器组成的回路将发生自由振荡，使潜供电弧参数特性更加复杂，从而影响单相重合闸操作。针对此问题，分析发生单相接地故障时旁路开关不同断开时间对潜供电流的影响，并在此基础上研究 FCL 旁路开关与自动重合闸的配合策略。

对图 8-12 所示的线路，假设线路始端发生单相接地故障，弧道电阻为  $25\Omega$ ，FCL 限流电抗为  $7.85\Omega$ 。设故障发生在  $t_0$  时刻，经过  $0.075s$  后，在  $t_1$  时刻两端断路器跳开。假定以  $t_1$  时刻作为时间坐标的零点，即  $t=0$  时，短路故障被切除。图 8-13 是旁路开关 K 分别在断路器跳开时刻（ $0s$  时刻）断开、潜供电弧燃烧过程中（ $0.1s$  时刻）断开、动作后一直闭合以及线路上未安装 FCL 时，潜供电流的 EMTP 仿真波形。

潜供电流波形的傅里叶分析结果表明，旁路开关 K 在线路断路器分闸时刻断开时，潜供电流主要是一个低频 ( $f = 3.25\text{Hz}$ ) 衰减的放电电流，幅值高达  $225\text{A}$ ，如图 8-13a 所示。 $0.1s$  时刻旁路开关 K 断开时，潜供电流幅值高达  $100\text{A}$ ，如图 8-13b 所示。因此，若旁路开关在潜供电弧自熄之前断开，潜供电流中将主要存在两种振荡频率（工频和低频），其低频分量将使电流过零次数减少，从而可能使潜供电弧难以熄灭，降低单相重合闸成功率。若短路故障发生后旁路开关在潜供电弧燃烧过程中一直处于闭合状态，如图 8-13c 所示，则潜供

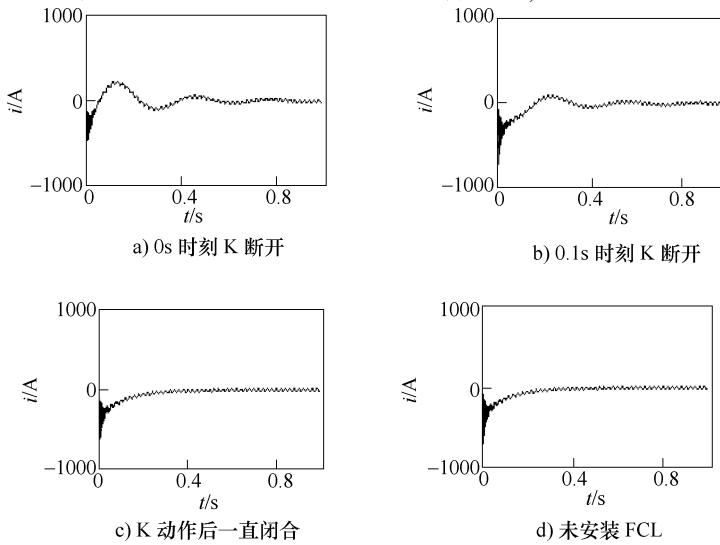


图 8-13 潜供电流的 EMTP 仿真波形

电流中主要含有指数衰减的非振荡电流和工频分量，与图 8-13d 中未安装限流器的情况相比，潜供电流的组分量基本一致，潜供电流中没有低频暂态分量。

潜供电弧与故障位置、气象条件以及绝缘子链长度等因素有关，弧道电阻一般不具有确定值。因此，有必要讨论不同弧道电阻情况下，FCL 动作特性对潜供电流熄灭特性的影响。设 FCL 动作后旁路开关在潜供电弧燃烧过程中一直处于闭合状态，仿真系统如图 8-12 所示。以线路两端断路器跳开时的故障切除时刻作为时间坐标零点，即  $t = 0$ ；取弧道电阻  $R_g$  分别为  $25\Omega$ 、 $50\Omega$ 、 $100\Omega$ 、 $300\Omega$ ，潜供电流仿真波形如图 8-14 所示。

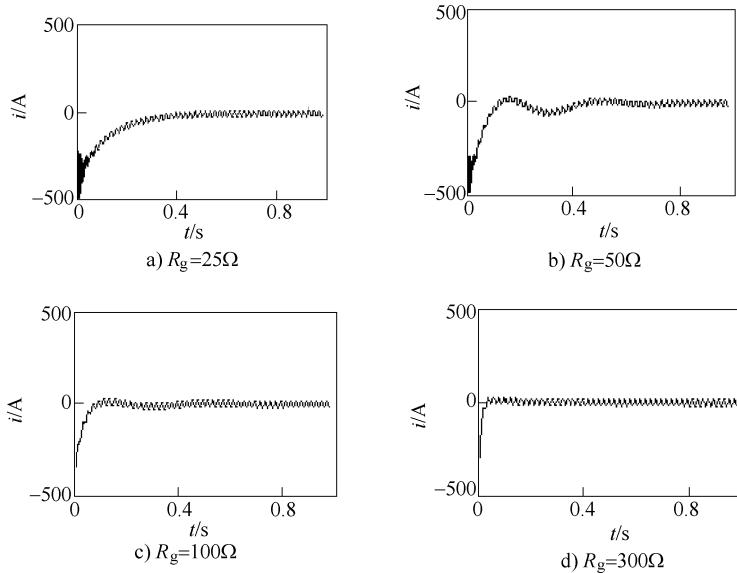


图 8-14 不同弧道电阻下的潜供电流波形

由图 8-14 可知，当弧道电阻增大到一定数值时，潜供电流波形中出现了低频分量。经分析发现，即使控制设定为 FCL 动作后旁路开关在潜供电弧燃烧的过程中一直闭合，仍会产生潜供电流低频分量，其原因是输电线路较长和弧道电阻较大造成短路电流较小，导致线路末端的 FCL 未动作，其旁路开关无法闭合，从而无法短接线路末端 FCL 中的串联电容器。由此可见，为消除低频分量对潜供电弧熄灭特性的影响，确保潜供电弧可靠自熄，必须采取控制措施以确保在潜供电弧燃烧过程中，线路两端的旁路开关 K 都能可靠闭合，以短接 FCL 的电容器  $C_f$ 。

### 8.2.3 潜供电流低频分量的产生机理分析

超高压输电线路存在线路电抗、并联电抗器及线路对地电容及相间电容，在发生单相短路故障及自动重合闸的过程中，这些电感和电容元件可能形成各

种不同的振荡回路，并决定线路的自振频率。系统安装 FCL 后，FCL 中包含的电感和电容元件改变了系统的自振频率，从而会对潜供电流产生影响。为从理论上清楚认识潜供电流低频分量的产生机理，采用拉普拉斯变换法求解故障相切除后的等效阻抗电路，以获取潜供电流的自然振荡频率和衰减系数，并与电磁暂态仿真结果进行比较。

假设线路某处发生了单相接地短路故障，当两端断路器跳开后，可采用集中参数模型进行简化，考虑相间耦合得到故障相阻抗等效电路，如图 8-15 所示。图中， $C_m$ 、 $C_0$  分别为线路的相间电容与相对地电容， $L_m$ 、 $L_0$  为并联电抗器的等效相间电感与相对地电感， $R_g$  为弧道电阻， $(L_1 + L_2)$ 、 $(R_1 + R_2)$  为线路的总电感和总电阻。

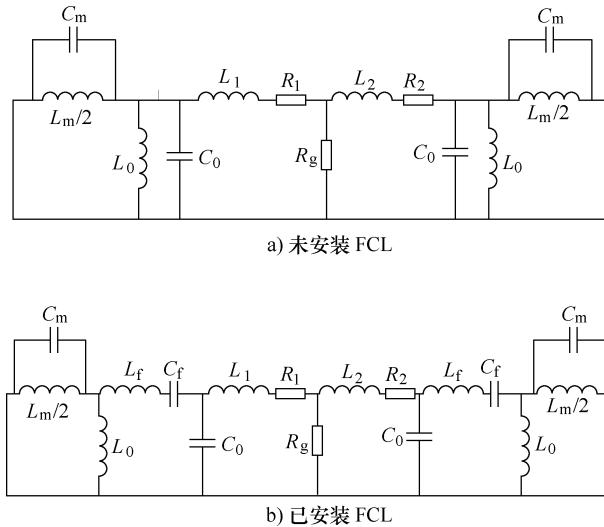


图 8-15 故障相等效电路

对图 8-15a 所示回路，通过拉氏变换，可求得故障处的等效阻抗，进而可知其自然振荡频率由高阶方程式 (8-32) 决定：

$$a_1 s^6 + a_2 s^5 + a_3 s^4 + a_4 s^3 + a_5 s^2 + a_6 s + a_7 = 0 \quad (8-32)$$

对图 8-15b 所示回路，系统中安装了 FCL，两端断路器跳开时，旁路开关 K 随之打开，其自然振荡频率由高阶方程式 (8-33) 决定：

$$\begin{aligned} & a_1 s^{12} + a_2 s^{11} + a_3 s^{10} + a_4 s^9 + a_5 s^8 + a_6 s^7 + a_7 s^6 + a_8 s^5 + \\ & a_9 s^4 + a_{10} s^3 + a_{11} s^2 + a_{12} s + a_{13} = 0 \end{aligned} \quad (8-33)$$

如果故障相两端断路器断开后，FCL 旁路开关一直处于闭合状态，则其自然振荡频率由高阶方程式 (8-34) 决定：

$$a_1 s^{10} + a_2 s^9 + a_3 s^8 + a_4 s^7 + a_5 s^6 + a_6 s^5 + a_7 s^4 + a_8 s^3 + a_9 s^2 + a_{10} s + a_{11} = 0 \quad (8-34)$$

式(8-32)~式(8-34)解的一般形式为  $s = \delta + j\omega_0$ ,  $\delta$  为衰减系数,  $\omega_0$  为自然振荡频率,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。

按上述方法, 对图 8-12 所示的 500kV 输电线路, 分别计算线路首端 ( $a_1 = 0$ ) 和中点 ( $a_1 = 1$ ) 故障时潜供电流的自然振荡频率和衰减系数, 见表 8-1、表 8-2。

表 8-1 线路首端故障时潜供电流的自然振荡频率与衰减系数

无 FCL		安装有 FCL	
		K 打开	K 闭合
$s_1$	-3.14263	$s_1$ ,	-25814.4
$s_2$	-16.2676	$s_2, s_3$	$-0.11 \pm j9304.42$
$s_3$	-18420.5	$s_4, s_5$	$-474.50 \pm j7848.09$
$s_4, s_5$	$-36.53 \pm j751.87$	$s_6, s_7$	$-36.46 \pm j751.67$
		$s_8, s_9$	<b>-1.62 ± j21.93</b>
		$s_{10}, s_{11}$	<b>-8.025 ± j18.963</b>

表 8-2 线路中点故障时潜供电流的自然振荡频率与衰减系数

无 FCL		安装有 FCL	
		K 打开	K 闭合
$s_1$	-5.50925	$s_1, s_2$ ,	$-0.15 \pm j9316.05$
$s_2$	-14.7235	$s_3, s_4$	$-0.41 \pm j9316.05$
$s_3, s_4$	$-28.06 \pm j1019.86$	$s_5, s_6$	$-27.92 \pm j1018.58$
$s_5, s_6$	$-74.84 \pm j1016.57$	$s_7, s_8$	$-74.48 \pm j1015.31$
		$s_9, s_{10}$	<b>-2.74 ± j21.05</b>
		$s_{11}, s_{12}$	<b>-7.31 ± j19.95</b>

对表 8-1 与表 8-2 中的计算结果作拉普拉斯反变换可知, 安装 FCL 后, 无论线路始端或中点发生单相接地短路故障, 旁路开关 K 打开, FCL 的电容器串入线路, 都会造成潜供电流中含有频率约为 3Hz 的低频分量 (见表 8-1 和表 8-2 中加粗数据), 且该低频分量衰减较慢, 可能导致潜供电弧难以自熄, 从而使单相重合闸的成功率降低。表 8-1 所示的低频分量振荡频率及衰减系数, 与仿真得到的潜供电流波形 (见图 8-14) 的傅里叶分析结果基本一致。通过进一步推导和计算可知, 该低频分量的振荡角频率由下式决定:

$$\omega_0 \approx 1 / \sqrt{\frac{L_0 L_m / 2}{(L_0 + L_m / 2)} C_f} \quad (8-35)$$

由式(8-35)可见, 该低频振荡角频率主要与 FCL 电容器  $C_f$  以及线路的并联电抗器有关, 同时受线路参数和二次电弧特性影响。FCL 电容器的存在改变了故障相参数分布, 由于电容器  $C_f$  是一个储能元件, 在线路两侧断路器跳开后,  $C_f$  中的储能通过并联电抗器和接地电弧放电, 从而产生低频振荡。

由表 8-1 和表 8-2 的计算结果可知, 在潜供电弧燃烧过程中, 保持旁路开关 K 一直闭合短接 FCL 电容器能够有效消除潜供电流的低频分量, 从而不影响单

相重合闸操作。因此，可通过继电保护装置实现对旁路开关的控制，在继电保护发出断路器开断信号的同时，发送信号闭合 FCL 的旁路开关。FCL 旁路开关的合闸时间快于线路断路器的开断时间，从而可保证 FCL 旁路开关在潜供电弧燃烧的过程中一直处于闭合状态。

#### 8.2.4 含限流器的线路单相重合闸操作

在超高压输电线路中，潜供电流一般包括由健全相电磁感应产生的工频分量和一个呈指数衰减的非周期分量。因指数分量衰减相对较快，人们在研究潜供电流大小与自熄时间的关系时，一般都采用工频基波分量。同时，根据潜供电弧工频特性的大量试验结果，制定了潜供电弧自灭电流限值的相关标准，实际运行经验表明这种做法是有效的。如前所述，当超高压线路中安装氧化锌避雷器式 FCL 后，潜供电流中除感应的工频分量外，还可能存在幅值衰减的低频分量，导致过零次数减少，致使潜供电弧难以熄灭。因国内外尚无专门针对潜供电流低频分量特性的试验研究结果，所以当线路中安装 FCL 后，潜供电流快速自灭的电流限值标准能否有效，还有待于进一步研究。就本章的分析结果而言，通过控制旁路开关 K 来消除潜供电流中的低频分量是一种比较可行的方法。

对 FCL 旁路开关的控制，涉及与单相重合闸操作的时间配合问题，必须保证旁路开关的动作不影响单相重合闸的正常时序。基于此原则并参考单相重合闸的实际整定时间，提出了氧化锌避雷器式 FCL 与单相重合闸的配合控制策略，如图 8-16 和表 8-3 所示。

表 8-3 氧化锌避雷器式 FCL 与单相自动重合闸配合时序

时序	时间间隔/s	过程说明
$t_0$		系统发生单相接地故障
$t_1$	0.002	避雷器达到参考电压，动作并短接电容 C，限流电抗 L 投入限流
$t_2$	0.002	FCL 监控系统发出信号触发可控间隙 G，同时发送信号闭合旁路开关 K
$t_3$	0.016	继电保护装置动作，发送信号闭合 FCL 旁路开关 K，断路器分闸线圈受电
$t_4$	0.024	旁路开关 K 闭合（该 FCL 已动作）或者再过 0.016s 闭合（该 FCL 未动作）
$t_5$	0.016 ~ 0.036	线路两端断路器分闸，主触头断开，熄弧，系统短路被切除
$t_6$	0.02	断路器的分闸电阻断开，系统与故障线路完全隔离，潜供电弧进入自灭时期
$t_7$	0.2	潜供电弧自灭瞬间，同时发送信号断开旁路开关 K
$t_8$	0.045	旁路开关 K 断开
$t_9$	0.015	潜供电弧弧道去游离时期终了
$t_{10}$	0.1	断路器接到合闸信号，合闸线圈受电

(续)

时序	时间间隔/s	过程说明
$t_{11}$	0.2 ~ 0.25	断路器合闸，触头间发生击穿（如果两端断路器不同步，指最先发生击穿的开关），合闸电阻投入
$t_{12}$	0.02	断路器主触头闭合，合闸电阻被短路退出，系统重新供电，恢复正常
合计	0.66 ~ 0.73	整个单相重合闸时间

图 8-16 所示的时标中：从故障发生到保护装置动作 ( $t_0 \sim t_3$ ) 为 0.02s；从发生故障到系统与故障线路完全隔离 ( $t_0 \sim t_6$ ) 为 0.08 ~ 0.1s；旁路开关的闭合时间 ( $t_2 \sim t_4$ ) 或 ( $t_3 \sim t_4$ ) 为 0.04s；断路器的开断时间 ( $t_3 \sim t_5$ ) 为 0.04 ~ 0.06s；潜供电弧的预期最大燃烧时间 ( $t_6 \sim t_7$ ) 为 0.2s；旁路开关的开断时间 ( $t_7 \sim t_8$ ) 为 0.045s；断路器的重合时间 ( $t_{10} \sim t_{11}$ ) 为 0.2 ~ 0.25s； $t_0 \sim t_{12}$  的整个时间为 0.66 ~ 0.73s，即单相重合闸时间。

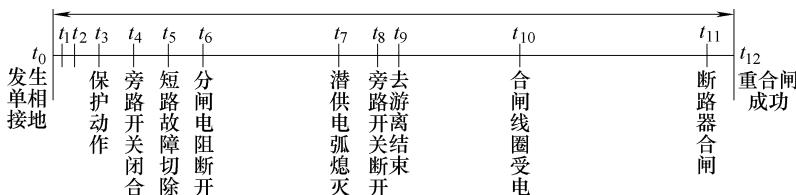


图 8-16 FCL 与单相重合闸的配合时序

为更有效地模拟单相自动重合闸的具体过程，并验证上文提出的 FCL 与单相重合闸配合操作时序的可行性，利用 EMTP 的 TACS 模块引入较准确的故障电弧模型进行了仿真研究。假设系统始端在 0.025s 时刻发生单相接地短路故障，开始产生一次故障电弧，线路两端断路器于 0.1s 时刻跳开，电弧电流过零时熄灭，0.8s 时刻断路器重合闸完成。基于提出的重合闸配合策略，针对线路出口处发生单相短路故障的情形，对图 8-12 所示系统进行了仿真，故障处潜供电流和电压仿真波形如图 8-17 和图 8-18 所示。

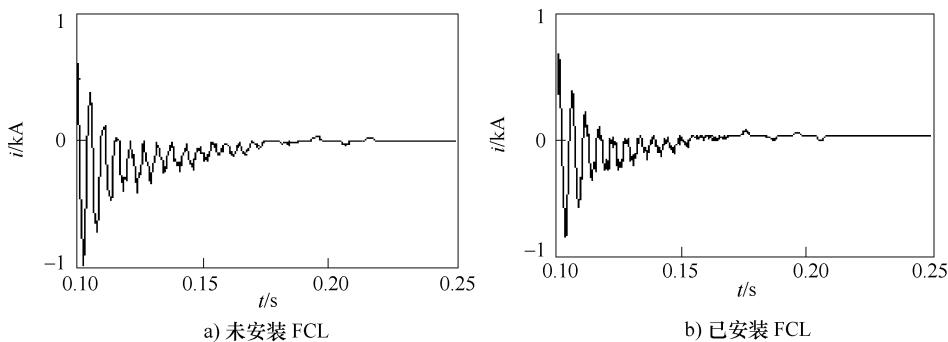


图 8-17 单相瞬时性故障潜供电流仿真波形

由图 8-17 可知, 系统未安装 FCL 时, 潜供电流工频分量约为 12.99A, 潜供电弧在 0.22s 时熄灭; 安装 FCL 后, 潜供电流工频分量约为 11.62A, 潜供电弧在 0.21s 熄灭。可见, 安装 FCL 后并采用前述的重合闸配合策略, 不仅使潜供电流中没有低频分量, 且能够加速潜供电流的暂态过程, 减小潜供电流工频分量的数值, 缩短潜供电弧的熄灭时间, 有利于单相自动重合闸。另外, 无论线路中是否安装 FCL, 在潜供电弧燃烧初期, 线路电容与并联电抗器会形成振荡回路, 导致潜供电流中含有幅值较大但衰减较快的高次谐波, 这与表 8-1 中的分析结果一致, 该分量主要取决于线路固有参数。

图 8-18 为故障点处的电压波形。结合图 8-17 的潜供电流波形, 并比较图 8-18a、b 可知, 采用前述的重合闸配合策略, 系统中安装 FCL 时, 可缩短潜供电弧的熄灭时间, 而故障点电压的变化规律与未安装 FCL 时基本一致。

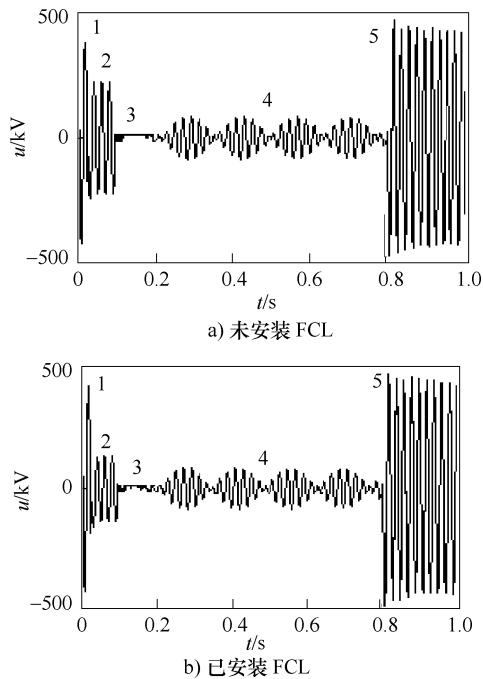


图 8-18 单相瞬时性故障点电压仿真波形

- 1—正常运行电压波形
- 2—为故障发生后到断路器跳闸之前的一次电弧电压波形
- 3—断路器跳闸后的二次电弧电压波形
- 4—二次电弧熄灭后故障点的恢复电压波形
- 5—自动重合闸后的电压波形

上述仿真结果表明, 采取提出的 FCL 与单相自动重合闸的配合时序, 能有效消除二次电弧电流的低频分量, 并加速潜供电弧的熄灭, 可成功实现单相自动重合闸操作。

### 8.2.5 小结

安装有氧化锌避雷器式 FCL 的超高压线路，因 FCL 中串联电容器的存在，可能导致潜供电流中含有幅值较大、衰减较慢的低频分量，造成潜供电弧不易自熄，使单相重合闸成功率降低。通过分析潜供电流低频分量的产生机理，确定通过闭合旁路开关 K 来短接 FCL 的电容器，能有效避免潜供电流低频分量的产生，与 EMTP 仿真结果相一致。

通过仿真分析表明：提出的氧化锌避雷器式 FCL 与单相自动重合闸的配合时序控制策略，可有效消除可能的潜供电流低频分量对单相自动重合闸的不利影响，既能确保自动重合闸操作的正常时序，又能兼顾 FCL 的自恢复特性。

## 第9章 结束语

高电压大容量化是故障限流器的主要发展目标，而所需核心设备的经济性、易获取性是实现工程实用化不可或缺的关键因素。经济型故障限流技术的提出，概括性地涵盖了这一领域，并为实现故障限流器的大容量化提供了一个新的研究范畴。本书中重点介绍的三种代表性的经济型故障限流器，以其在拓扑结构、响应时间、大容量化应用等方面的优势而成为该技术领域的新兴研究方向。

基于氧化锌避雷器、可控并联放电间隙和快速合闸开关的故障限流器，充分利用了氧化锌避雷器良好的动态工作特性，但其吸能容量有限，而将放电间隙和快速合闸开关并联于避雷器，并在时序控制下次第动作，从而可较好地保证响应时间短、可大容量化等优点。

基于快速开关的故障限流器，拓扑结构简单，除电容器和串联电抗器外只需并联一台快速开关，并在规定时间内合闸将电容器短路退出即可。限流器的响应时间取决于快速开关的动作时间，因此，研制快速可控的开关操动机构成为关键所在。鉴于快速开关的通流能力较大，容易实现故障限流器的大容量化。

基于永磁偏置饱和原理的故障限流器，利用铁磁材料自身的动态磁化特性而工作，其中铜绕组、软磁铁心和永磁体都是非常容易获得的部件。实现该种限流器大容量化的关键，在于磁拓扑及其参数的优化设计，既涉及技术层面的优化，也涉及经济层面的优化。

上述三种经济型故障限流技术，均已在中低压、中小容量条件下获得实验验证，且具备了高压大容量化的理论基础、技术实现方法与工程设计规范，有望在高压电网中较早获得应用。

作为新型的电磁装备，经济型故障限流器的研制和工程应用必然会对电网运行带来新的影响，研究此时的电力系统暂态稳定、继电保护、断路器开断特性、经济性评估等问题，正成为经济型故障限流技术的新兴交叉研究点。这些问题的深入研究反过来也会促进故障限流拓扑及其工程应用技术的进一步发展。

当今电网正朝着数字化、自动化、信息化、互动化的方向发展，而智能电网技术的提出又为其注入了新的活力并焕发勃勃生机。智能电网在实现上可分为智能监测、智能装备、智能系统三个相互关联的物理层次，其中电磁装备是

支撑智能电网的核心物理基础。作为智能化电磁装备技术的重要分支，经济型故障限流技术具有远大的发展与应用前景。随着各种新材料与新技术的涌现，经济型故障限流技术的未来发展走向，不仅表现为各种丰富多彩的拓扑结构，而且还体现在监测与控制的自动化以及工作特性的柔性化，为解决电力系统日益突出的短路故障问题，以及保障智能电网的安全、稳定与可靠运行奠定不可或缺的装备基础。

## 参考文献

- [1] 李庆民, 刘卫东, 徐国政, 等. 高压快速转换开关的研制[J]. 高压电器, 2003(6): 6-7.
- [2] 王宝龄. 电磁电器设计基础[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [3] Mukhopadhyay S C, Dawson F P, Iwahara M, et al. Analysis, design and experimental results for a passive current limiting device[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1999, 146(3): 309-316.
- [4] Iwdiara M, Mukhopadhyay S C, Yaniada S, et al. Development of passive fault current limiter in parallel biasing mode[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1999, 35(3): 3523-3525.
- [5] Chong E, Rasolonjanahary J L, Sturgess J, et al. A novel concept for a fault current limiter [C]. The 8th IEE International Conference on AC and DC Power Transmission, 2006, 251-255.
- [6] Rasolonjanahary J L, Sturgess J P, Chong E H, et al. Design and construction of a magnetic fault current limiter[C]. The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2006, 681-685.
- [7] 韩彬, 徐国政, 关永刚, 等. 一种新型永磁磁饱和式故障限流器的研究[J]. 高压电器, 2009, 45(5): 61-66.
- [8] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 等. 大容量永磁饱和型故障限流器参数设计与优化[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 105-112.
- [9] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 等. 永磁饱和型故障限流器的大容量化可行性研究[J]. 高电压技术, 2009, 35(10): 2568-2574.
- [10] 林莘. 现代高压电器技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [11] 徐国政, 张节容, 钱家骊, 等. 高压断路器原理和应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [12] Calixte E, Yokomizu Y, Shimizu H, et al. Reduction effect of semiconductor type fault current limiter on interrupting duty of a circuit breaker[J]. Proceedings of the Power Conversion Conference, 2002 (3): 1423-1428.
- [13] Calixte E, Yokomiz u Y, Shimizu H, et al. Interrupting condition imposed on a circuit breaker connected with fault current limiter[J]. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2002 (1): 408-412.
- [14] Calixte E, Yokomizu Y, Shimizu H, et al. Reduction of rating required for circuit breakers by employing series-connected fault current limiters[J]. IEE Proc. -Gener. Transm. Distrib., 2004, 151(1): 36-42.
- [15] 钱家骊, 关永刚, 徐国政, 等. 整流式故障电流限制器对高压断路器开合能力的影响[J]. 清华大学学报, 2005, 45(10): 1309-1312.
- [16] 钱家骊, 张节容, 吉家琴, 等. 高压开关开合电容电流和小电感电流[M]. 北京: 中国电力出版社, 1999.

- [17] 舒亮, 贾磊, 郑士谱, 等. 超高压线路潜供电弧电压的频率特性分析[J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(6): 712-716.
- [18] Henry S, Baldwin T. Improvement of power quality by means of fault current limitation[C]. Proceeding of the 36th Southeastern Symposium on System Theory, 2004, 280-284.
- [19] 王华昕, 习贺勋, 汤广福, 等. 面向超高压电网的故障限流器的应用研究[J]. 高电压技术, 2007, 33(5): 99-102, 113.
- [20] Sugimoto S, Kida J, Arita H, et al. Principle and characteristics of a fault current limiter with series compensation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996, 11(2): 842-847.
- [21] 阮前途. 上海电网短路电流控制的现状与对策[J]. 电网技术, 2005, 29(2): 81-86.
- [22] 傅霞飞, 张政陵, 陈坚, 等. 华中电网未来短路水平及控制[J]. 电网技术, 1994, 18(5): 23-27.
- [23] 熊炜, 卢宏振. 广东电力系统短路电流水平及限制措施研究[J]. 贵州工业大学学报(自然科学版), 2002, 31(5): 32-35.
- [24] 王非, 李群炬. 京津唐电网限制短路电流问题探讨[J]. 华北电力技术, 2007, (4): 17-20.
- [25] 李光琦. 电力系统暂态分析[M]. 北京: 中国电力出版社, 1985.
- [26] 单渊达, 慕志恒, 栾兆文, 等. 电能系统基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [27] 杨杰, 陈希英, 邵建雄. 三峡水电站短路电流水平及限制措施分析[J]. 电网技术, 1997, 21(7): 17-20.
- [28] 江道灼, 敦志香, 卢旭日, 等. 短路限流技术的研究与发展[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(3): 8-19, 87.
- [29] 高凯平. 限制短路电流的方法[J]. 电力安全技术, 2000, 2(3): 54.
- [30] 叶琳, 戴彦. 短路电流限制技术在浙江电网的应用[J]. 华东电力, 2005, 33(5): 23-26.
- [31] 谢泽权. 限制短路电流技术的探讨[J]. 广东电力, 1997, (2): 29-31.
- [32] 石晶, 邹积岩, 何俊佳, 等. 故障电流限制技术及研究进展[J]. 电网技术, 1999, 23(12): 63-66.
- [33] 袁娟, 刘文颖, 董明齐, 等. 西北电网短路电流的限制措施[J]. 电网技术, 2007, 31(10): 42-45.
- [34] 孙树敏, 刘洪顺, 李庆民, 等. 电力系统故障限流器研究综述[J]. 电网技术, 2008, 32(21): 75-79.
- [35] Falcome C A, Bechler J E, Mekolites W E, et al. Current limiting device-a utility's need [C]. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting and EHV/UHV Conference. Vancouver, Canada, 1974: 1768-1775.
- [36] CIGRE Working Group A3.10 Reports. Fault Current Limiters in Electrical Medium and High Voltage Systems[C]. CIGRE Technical Brochure, 2003.
- [37] 李明, 何海昉, 张小青. 几种在电力系统中应用的故障限流器[J]. 吉林电力, 2005(5): 54-56.
- [38] Itio D. 6. 6kV/1. 5kA-Class superconducting fault current limiter development [J]. IEEE

- Transactions on Magnetics, 1992, 28 (1) : 438-441.
- [39] 刘卫东, 蒋晓华, 张节容, 等. 超导故障电流限制器的研究和开发现状分析[J]. 电工技术杂志, 2001(8) : 11-12,21.
- [40] Gieae R F, Runde M. Assessment study of superconducting fault-current limiters operating at 77 K[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(3) : 1138-1147.
- [41] Gromoll B, Ries G, Schmidt W, et al. Resistive fault current limiters with YBCO films 100kVA functional model [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1999, 9 (2) : 656-659.
- [42] Kraemer H P, Schmidt W, Utz B, et al. Switching behavior of YBCO thin film conductors in resistive fault current limiters[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2003, 13 (2) : 2044-2048.
- [43] Onishi T, Sasaki K, Akimoto R. Investigation on reduction of required superconductor volume in a resistive fault current limiter with Bi2223 bulk superconductor[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2003, 13(2) : 2100-2103.
- [44] Choi H, Lim S, Chung D, et al. Response of resistive superconducting fault current limiters to unbalanced faults[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15 (2) : 2035-2038.
- [45] Kreutz R, Bock J, Breuer F, et al. System technology and test of CURL10, a 10kV, 10MVA resistive high-*Tc* superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2) : 1961-1964.
- [46] Bock J, Breuer F, Walter H, et al. CURL 10: Development and field test of a 10 kV/10MVA resistive current limiter based on bulk MCP-BSCCO 2212[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2) : 1955-1960.
- [47] Yamaguchi H, Yoshikawa K, Nakamura M, et al. Current limiting characteristics of transformer type superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2) : 2106-2109.
- [48] Yamaguchi H, Kataoka T. Effect of magnetic saturation on the current limiting characteristics of transformer type superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2006, 16(2) : 691-694.
- [49] Tixador P, Brunet Y, Leveque J, et al Hybrid SC AC FCL principle and previous studies[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1992, 28(1) : 446-449.
- [50] Tixador P, Brunet Y, Leveque J, et al. Hybrid AC superconducting current limiter: small-scale experimental model[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1994, 141 (2) : 117-124.
- [51] Tixador P. Experimental results on an hybrid superconducting current limiter [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1995, 5(2) : 1055-1058.
- [52] Lee B W, Park K B, Sim J, et al. Design and experiments of novel hybrid type superconducting fault current limiters[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2008, 18 (2) : 624-627.

- [53] Choi H S, Cho Y S, Lim S H. Operational characteristics of hybrid type SFCL by the number of secondary windings with YBCO films[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2006, 16(2) : 719-722.
- [54] Kajikawa K, Kaiho K, Tamada N. Design and current limiting simulation of magnetic-shield type superconducting fault current limiter with high Tc superconductors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(4) : 2667-2670.
- [55] Kado H, Ichikawa M. Performance of a high-Tc superconducting fault current limiter-design of a 6.6kV magnetic shielding type superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1997, 7(2) : 993-996.
- [56] Nakatsugawa J, Nogwhit S, Ishiyama A. Magnetic characteristics of a high-Tc, superconducting cylinder for magnetic shielding type superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1999, 9(2) : 1373-1376.
- [57] 孙晶, 宗曦华, 何砚发, 等. 感应屏蔽型高温超导故障电流限制器模型机研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10) : 81-84.
- [58] Fabbri M, Morandi A, Negrini F, et al. Magnetic-shield-type fault current limiter equivalent circuit[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2004, 14(3) : 1966-1973.
- [59] Mukai E, Washimiya S. Reduction of steady impedance in magnetic shielding type superconducting fault current limiter. IEEE Transactions on Applied Superconductivity[J]. 2004, 14 (2) : 804-806.
- [60] Cave J R, Willen D W A, Brissette Y, et al. Test results for laboratory scale inductive high-Tc superconducting fault current limiters[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1994, 30 (4) : 1895-1898.
- [61] Meerovich V, Sokolovsky V, Jung G, et al. High-Tc superconducting inductive current limiter for 1kV/25A performance[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1995, 5 (2) : 1044-1046.
- [62] Cave J R, Willen D W A, Nadi R, et al. Testing and modeling of inductive superconducting fault current limiters[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1997, 7(2) : 832-835.
- [63] Kang H, Ahn M C, Kim Y K, et al. Design, fabrication and testing of superconducting DC reactor for 1.2 kV/80A inductive fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2003, 13(2) : 2008-2011.
- [64] Ichikawa M, Kado H, Shibuya M, et al. Inductive type fault current limiter with Bi-2223 thick film on a MgO cylinder[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2003, 13 (2) : 2004-2007.
- [65] Thuries E, Pham V. D, Laumond Y, et al. Towards the superconducting fault current limiter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1991, 6(2) : 801-807.
- [66] Keilin V, Kovalev I, Kmglov S, et al. Model of HTS three-phase saturated core fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2000, 10(1) : 836-839.
- [67] 王付胜, 刘小宁. 饱和铁心型高温超导故障限流器数学模型的分析与参数设计[J]. 中

- 国电机工程学报, 2003, 23(8): 135-139.
- [68] Xin Y, Gong W, Niu X, et al. Development of saturated iron core HTS fault current limiters [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2): 1760-1763
- [69] Zhao C, Wang S, Qiu J, et al. Transient simulation and analysis for saturated core high temperature superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(4): 1813-1816.
- [70] Rozenshtein V, Friedman A, Wolfus Y, et al. Saturated cores FCL-a new approach [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2): 1756-1759.
- [71] Shimizu S, Kado H, Uru Y, et al. Single-line-to-ground fault test of a 3-phase superconducting fault current limiting reactor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1992, 28(1): 442-445.
- [72] Shimizu S, Tsukamoto O, Ishigohka T, et al. Equivalent current and leakage reactance of SC 3-phase FCL[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 1993, 3(1): 578-581.
- [73] Rogers J D, Boenig H J, Chowdhuri P, et al. Superconducting fault current limiter and inductor design[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1983, 19(3): 1054-1058.
- [74] 叶林, 林良真. 桥式超导故障限流器的短路试验研究[J]. 电力系统自动化, 1999, 23(18): 9-11.
- [75] Hoshino T, Salim K M, Nishikawa M. DC reactor effect on bridge type superconducting fault current limiter during load increasing[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2001, 11(1): 1944-1947.
- [76] Yazawa T, Ootani Y, Sakai M, et al. Development of 66kV/750A high-Tc superconducting fault current limiter magnet[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2004, 14(2): 786-790.
- [77] Hoshino T, Salim K M, Muta I, et al. Experiment using variable reactor of rectifier type superconducting fault current limiter with a short circuited trigger coil[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2004, 14(2): 626-629.
- [78] Minseok J. Losses of thyristor on modified bridge type high-temperature superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2004, 14(2): 835-838.
- [79] Hoshino T, Muta I, Nakamura T, et al. Non-inductive variable reactor design and computer simulation of rectifier type superconducting fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2): 2063-2066.
- [80] 朱清, 朱英浩, 周有庆, 等. 改进的双桥混合式桥路型高温超导故障限流器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 39-44, 50.
- [81] 李明, 张小青. 电力系统故障限流器技术的研究[J]. 电气时代, 2005, (4): 54-56.
- [82] 钱家骊, 刘卫东, 关永刚. 非超导型故障电流限制器的技术经济分析[J]. 电网技术, 2004, 28(9): 42-43, 61.
- [83] Slade P G, Wu J L, Stacey E J, et al. The utility requirements for a distribution fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(2): 507-515.

- [84] Smith R K, Slade P G, Sarkozi M, et al. Solid state distribution current Limiter and circuit breaker: application requirements and control strategies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(3) : 1155-1162.
- [85] Ueda T, Morita M, Arita H, et al. Solid-State current Limiter For Power Distribution System [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(4) : 1796-1801.
- [86] 李庆民, 徐国政. 大功率 GTO 损耗特性的实验研究[J]. 清华大学学报(自然科学版). 2000, 40(3) : 1-4.
- [87] 陈刚, 江道灼, 吴兆麟. 固态短路限流器的研究与发展[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(10) : 89-94.
- [88] Boening H J, Mielke C H, Burley B L, et al. The bridge-type fault current controller a new FACTS controller[C]. Proceedings of PES Summer Meeting, 2002, 455-460.
- [89] 章剑峰, 江道灼. 新型桥式固态限流器原理及试验研究[J]. 继电器, 2003, 31(10) : 1-4.
- [90] 陈刚, 汪道灼, 蔡永华, 等. 具有旁路电感的新型固态限流器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7) : 200-205.
- [91] 蔡永华, 江道灼, 吴兆麟. 三相桥式固态限流器数学模型及其仿真研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(5) : 56-61.
- [92] 赵中原, 呂征宇, 江道灼. 新型固态限流器三相主电路拓扑及控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 6(12) : 42-46.
- [93] 王冠, 李庆民. 非超导桥式故障限流器的仿真分析与改进[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(1) : 59 ~ 61.
- [94] 石晶, 邹积岩, 何俊佳. 电力系统的限流串联补偿原理与实现[J]. 华中理工大学学报, 1999, 20(8) : 75-77.
- [95] 袁清芳, 李兴源. 具有可控串联补偿的新型故障限流器的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1) : 40-43.
- [96] Karady G G. Principles of fault current limitation by a resonant LC circuit[J]. IEEE Proceedings-C, 1992, 139(1) : 1-6.
- [97] Karady G. Concept of a combined short circuit limiter and series compensator [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1991, 6(3) : 1031-1037.
- [98] Sugimoto S. Principe and characteristics of a fault current limiter with series compensation [J]. IEEE Transaction. 95 SM 458-6 PWRD, 1996, 11(3) : 842-847.
- [99] 郑敏, 李兴源, 刘俊勇, 等. 具有串联补偿作用的新型故障限流器的拓扑结构和仿真[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(6) : 52-55.
- [100] Czucha J, Lipski T, Zyborgski J. Hybrid current limiting interrupting device for 3 phase AC application[C]. Conference of IEE Trends in Distribution Switchgear. 1998, 161-166.
- [101] Brice CW, Dougal R A , Hudgins J L. Review of technologies for current limiting low voltage circuit breakers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32 (5) : 41-47.
- [102] Atmadji A M S, Sloot J G J. Hybrid Switching: A review of current literature[J]. Proceedings of International Conference on Energy Management and Power Delivery, 1998, 2: 683-

- 688.
- [103] Chen J, Chen Z. Realization of lossless resistor and its applications[C]. Proceeding of the First International Power Electronics and Motion Control Conference, 1994, 239-244.
- [104] 陈寄炎, 陈仲铭. 无损耗电阻器式短路电流限制器[J]. 电力系统自动化, 1998, 22(4): 27-32.
- [105] 肖茂友, 李庆民, 娄杰, 等. 两种经济型故障限流器的工作特性比较[J]. 2005, 17(4): 71-75.
- [106] Mukhopadhyay S C, Dawson F P, Iwahara M, et al. A novel compact magnetic current limiter for three phase applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(5): 3568-3570.
- [107] Mukherjee A, Mukhopadhyay S C, Iwahara M, et al. A numerical method for analyzing a passive fault current limiter considering hysteresis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4): 2048-2050.
- [108] Iwahara M, Yamada S, Dawson F P, et al. A Passive current limiter for power semiconductor protection[C]. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, 1996, 1298-1301.
- [109] Dawson F P, Yamada S, Iwahara M, et al. Experimental result for a two-material passive DI/DT limiter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1995, 31(3): 3734-3736.
- [110] Mukhopadhyay S C, Iwahara M, Yaniada S, et al. Investigation of the performances of a permanent magnet biased fault current limiting reactor with a steel core[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4): 2150-2152.
- [111] Mukhopadhyay S C, Dawson F P, Iwahara M, et al. Investigation on the topological configuration of magnetic current limiter for the protection of power semiconductor devices[C]. Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000, 2463-2470.
- [112] Young S J, Dawson F P, Yamada S, et al. Material and design requirement for a magnetic passive current limiter[J]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana, 1997, 1159-1165.
- [113] 刘洪顺, 王伟, 邹亮, 等. 磁饱和型故障限流器的研究与发展[J]. 山东大学学报, 2008, 38(1): 18-23.
- [114] 刘洪顺, 李庆民, 徐亮, 等. 氧化锌避雷器式故障限流器对电力系统暂态稳定的影响[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(8): 51-54.
- [115] 李庆民, 肖茂友, 娄杰. 一种ZnO避雷器式故障限流器的实用拓扑设计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(3): 46~50.
- [116] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [117] 张世远. 磁性材料基础[M]. 北京: 科学出版社, 1988.
- [118] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [119] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [120] 傅旭, 王锡凡. 含限流器的电力系统断相加短路故障计算相补偿法[J]. 电网技术, 2004, 28(14): 36-38.

- [121] IEC62271, High-voltage switchgear and controlgear Part 100: High-voltage alternating-current circuit-breakers [S]. 2001.
- [122] GB1984, High-voltage alternating current circuit breakers [S]. 2003.
- [123] 张纬铭, 高玉明. 电力系统过电压与绝缘配合 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1988.
- [124] IEC37.013<sup>TM</sup>, AC High-Voltage Generator Circuit Breakers Rated on a Symmetrical Current Basis [S]. 1997.
- [125] 杨增力, 段献忠, 王友怀, 等. 输电线路接地距离保护整定计算方法 [J]. 电力系统自动化, 2006, 30(8): 65-69.
- [126] 李斌, 贺家李, 杨洪平, 等. 特高压长线路距离保护算法改进 [J]. 电力系统自动化, 2007, 31(1): 43-46.
- [127] 杨兰, 张艳平, 杨庭芳, 等. 高压电网自适应接地距离保护研究 [J]. 高电压技术, 2008, 34(1): 134-137.
- [128] 司大军, 束洪春, 陈学允. 一种基于行波测距的输电线路接地故障距离保护方案 [J]. 电工技术学报, 2003, 18(4): 65-69.
- [129] 程晓平. 简化距离保护整定计算方法 [J]. 电力自动化设备, 2001, 21(10): 48-50.
- [130] EISSA M M. Ground distance relay compensation based on fault resistance calculation [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(4): 1830-1835.
- [131] 王珍珍, 凌煦, 李小娟, 等. 电力系统智能型接地距离保护整定计算程序 [J]. 电力系统自动化, 2000, 24(16): 55-57.
- [132] 薛士敏, 贺家李, 李永丽. 特高压输电线基于贝瑞隆模型的距离保护 [J]. 继电器, 2005, 33(19): 1-4.
- [133] 索南加乐, 孙丹丹, 付伟, 等. 带并联电抗器输电线路单相自动重合闸永久故障的识别原理研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 75-81.
- [134] Members of the IEEE Power System Relaying Committee Working Group. Single phase tripping and auto reclosing of transmission lines [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(1): 182-192.
- [135] 林莘, 何柏娜, 徐建源. 超高压线路上潜供电弧熄灭特性分析 [J]. 高电压技术, 2006, 32(3): 7-9.
- [136] 韩彦华, 施围. 故障点接地电阻对超高压输电线路潜供电流的影响 [J]. 西安交通大学学报, 2002, 36(6): 555-558.
- [137] 柴旭峰, 梁曦东, 曾嵘, 等. 串联补偿的远距离输电线路潜供电弧参数特 [J]. 电力系统自动化, 2007, 31(5): 7-12.
- [138] Johns A T, Aggarwal R K, Song Y H. Improved techniques for modeling fault arcs on faulted EHV transmission systems [J]. IEE Proceeding of Generation, Transmission and Distribution, 1994, 141(2): 148-154.
- [139] Goldberg S, Horton W F, Obispo S L, et al. A computer model of the secondary arc in single phase operation of transmission lines [J]. IEEE Transaction on Power Delivery, 1989, 4(1): 586-594.
- [140] 刘爱琴, 曹领. 高压开关设备智能化的探讨 [J]. 安阳工学院学报, 2005, (2): 25-27.

- [141] 李建基. 高压开关设备的智能化[J]. 电气时代, 2005, (4): 66-69.
- [142] 金立军, 刘卫东, 钱家驷. 高压开关设备智能化发展综述[J]. 电网技术, 2002, 26(1): 55-58.
- [143] Liu Jiaomin, Li Li, Li Yaxuan, et al. Intelligent Circuit Breaker Forecasting and Prewarning System Research [C]. 5th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, Jinan, China, Oct. 18-20, 2008, 5: 631-634.
- [144] Li Li, Liu Jiaomin, Wang Jinghong, et al. The Development and Research of Intelligent Circuit Breaker Model Based on ARM7 [C]. 3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control, Dalian, China, June 18-20, 2008: 192-192.
- [145] Cai Zhiyuan, Yu Li, Ma Shaohua. An intelligent circuit breaker with synchronous closing function based on DSP [C]. 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea, Nov. 2-6, 2004, 2: 1536-1539.
- [146] Dupraz J P, Jung T, Ficheux A, et al. Remote supervision for intelligent circuit breakers and gas insulated substations [C]. Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, USA, July 20-24, 2008: 1-8.
- [147] 石飞, 林莘, 徐建源. 可靠性技术与智能化高压电器[J]. 华通技术, 2005(3): 15-18.
- [148] 邹积岩, 王毅. 开关智能化的概念与相关的理论问题[J]. 高压电器, 2000(6): 43-46.
- [149] 娄杰, 李庆民, 孙庆森, 等. 快速电磁推力机构的动态特性仿真与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 23-29.
- [150] Kishida Y, Koyama K, Sasao H, et al. Development of the high speed switch and its application [C]. IEEE Thirty-Third IAS Annual Meeting, St. Louis, Missouri, USA, Oct. 12-15, 1998(3): 2321-2328.
- [151] Niwa Y, Funahashi T, Yokokura K, et al. Basic investigation of a high-speed vacuum circuit breaker and its vacuum arc characteristics [J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 2006, 153(1): 11-15.
- [152] Steurer M, Frohlich K, Holaus W, et al. A novel hybrid current-limiting circuit breaker for medium voltage: principle and test results [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 460-467.
- [153] 钱家驷, 袁大陆, 徐国政. 对1000kV电网操作过电压及相位控制高压断路器的讨论[J]. 电网技术, 2005, 29(10): 1-4.
- [154] 李庆民, 王冠, 李清泉. 电力系统相控开关技术及其智能控制策略[J]. 电气开关, 2004, (3): 42-46.
- [155] Horinouchi K, Tsukima M, Tohya N, et al. Synchronous controlled switching by vacuum circuit breaker (VCB) with electromagnetic operation mechanism[C]. Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, Hong Kong, China, April 5-8, 2004, 2: 529-534.
- [156] Duan Xiong-ying, Zou Ji-yan, Fang Chun-en. Investigations on control tactics of phasing vacuum switches when synchronized closing capacitor banks [C]. 20th International Sympo-

- sium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Tours, France, July 1-5, 2002; 595-598.
- [157] 钱家驷. 相位控制高压断路器的动向[J]. 高压电器, 2001, 37(1): 38-40.
- [158] 钱家驷, 徐国政, 刘卫东. 一种解决电压质量问题的高压开关[J]. 高压开关行业通讯, 2002(7): 39-40.
- [159] Ericsen. T, Khersonsky. Y, Steimer. P K. PEBB Concept Applications in High Power Electronics Converters Ericsen [C]. Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil, June 16-16, 2005: 2284-2289.
- [160] Lu. L, Pytel. S G, Santi. E, et al. Physical modeling of forward conduction in IGBTs and diodes[C]. Fourtieth Industry Applications Annual Meeting, Hong Kong, China, Oct. 2-5, 2005: 2635-2642.
- [161] Kimball. J W. A method of including switching loss in electro-thermal simulations[C]. Proceedings of the 2004 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Illinois, USA, August 8-10, 2004: 36-42.
- [162] Takeda M, Yamamoto H, Hosokawa Y, et al. A low loss solid-state transfer switch using hybrid switch devices [C]. Proceedings of the 3rd International Power Electronics and Motion Control Conference, Beijing, China, 2000, 1: 235-240.
- [163] Tang T., Burkhardt C.. Hybrid MOSFET/Driver for ultra-fast switching [C]. IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference, Nevada, USA, May 27-31, 2008: 128-130.
- [164] Wang Shujuan, Tian Yu, Zhang Binrui, et al. Study of a new hybrid switch for the application in the railway [C]. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Michigan, USA, Sept. 3-5, 2008: 1-6.
- [165] Polman H. , Ferreira J. A. , Kaanders, M. , et al. Design of a bi-directional 600V/6kA ZVS hybrid DC switch using IGBTs [C]. 36th IEEE Industry Applications Annual Meeting, Chicago, USA, Sept. 30-Oct. 4, 2001, 2:1052-1059.
- [166] Wu J C, Jou H L, Kuen D, et al. Hybrid switch to suppress the inrush current of AC power capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(1): 506-511.
- [167] Braun, C. G.. Hybrid power switch concept [C]. 10th IEEE International Pulsed Power Conference, Albuquerque, New Mexico, July 3-6, 1995, 2: 1488-1493.
- [168] Steurer M, Brechna H, Frohlich K. A nitrogen gas cooled, hybrid, high temperature superconducting fault current limiter [J]. IEEE Trans. on Applied Superconductivity, 2000, 10 (1): 840-844.
- [169] 董力, 李庆民, 刘卫东, 等. 两次电流转移型短路电流限制器的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(3): 21-24.
- [170] Lee. B W, Park. K B, Sim. J, et al. Design and Experiments of Novel Hybrid Type Superconducting Fault Current Limiters [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2008, 18(2): 624-627.
- [171] Paul. W, Lakner. M, Ryhner. J, P. et. al. Test of a 1.2 MVA high-*tc* superconducting

- fault current limiter[J]. Supercond. Sci. Technol, 1997(10) : 914-918.
- [172] Gromoll. B, Ries. G, Schmidt . W, H. P, et al. Resistive current limiters with ybco films [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1997,7(2) : 828-831.
- [173] Hyun. O B, Kim H R, Sim J, et al. 6.6 kV resistive superconducting fault current limiter based on YBCO films[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005 , 15(2) : 2027-2030.
- [174] Bock. J, Breuer. F, Walter. H, et al. CURL 10: Development and field-test of a 10 kV/ 10MVA resistive current limiter based on bulk MCP BSCCO-2212[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005,15(2) : 1955-1960.
- [175] Rupich. M W. The development of second generation HTS wire at American superconductor [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity , 2007 , 17(2) : 3379-3382.
- [176] Xie. Y Y, Tekletsadik. K, Hazelton. D, et al. Second generation high-temperature superconducting wires for fault current limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007 , 17(2) :1981-1985.
- [177] Chen. M, Paul. W, Lakner. M, et al. 6.4 MVA resistive fault current limiter based on Bi-2212 superconductor[J]. Physica C, 2002, 372. 376: 1657-1663.
- [178] Kraemer. H P, Schmidt. W, Utz. B, et al. Switching behavior of YBCO thin film conductors in resistive current limiters[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity , 2003 , 13 (2) : 2044-2047.
- [179] Hori. T. Study of superconducting fault current limiters using vacuum interrupter driven by magnetic repulsion force for commutating switch[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity , 2006 , 16(4) : 1999-2006.
- [180] 郭相国, 张保会. 自适应自动重合闸现状与发展[J]. 继电器, 2004, 32(16) : 77-84.
- [181] Mokhtari H, Dewan S B, Iravani M R. Analysis of a static transfer switch with respect to transfer time [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 17(1) : 190-199.
- [182] 朱鹏程, 李勋, 康勇, 等. 统一电能质量控制器策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8) : 68-73.
- [183] 张秀娟, 杨潮, 唐志, 等. 串联型电能质量控制器注入电压的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2) : 16-20.
- [184] 林莘. 永磁机构与真空断路器[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [185] 王勇维. 独立气源气动操动机构[J]. 高压电器, 1989(04) : 21-27.
- [186] 苑舜. 高压断路器液压操动机构[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [187] 李刚, 林其雄. 高压断路器液压机构故障诊断、分类和处理方法的探讨[J]. 高压电器, 2001, 37(4) : 50-54.
- [188] 杜志强. 高压断路器速度降低原因分析及正确测试[J]. 高电压技术, 2002, 28(5) : 56-57.
- [189] 马志瀛, 陈晓宁, 徐黎明, 等. 超高压 SF<sub>6</sub> 断路器的智能操作[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(7) : 11-13.
- [190] 于千松. 永磁真空断路器的发展[J]. 哈尔滨轴承, 2006, 27(2) : 49-51.

- [191] Basu S, Srivastava K D. Analysis of a Fast Acting Circuit Breaker Mechanism Part I: electrical Aspects [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1972, PAS-91(3) : 1197-1203.
- [192] Basu S, Srivastava K D. Analysis of a Fast Acting Circuit Breaker Mechanism Part II: electrical Aspects [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1972, PAS-91(3) : 1203-1211.
- [193] 小山健一, 竹内敏惠. 24kV 快速真空断路器的开发 [C]. 电气学会论文志, 2001, 121B(9) : 1187-1192.
- [194] Kohyama H., Wada K., Ito H., et al. Development of 550kV and 362kV synchronous switching gas circuit breakers [C]. Transmission and Distribution Conference and Exposition, Atlanta, USA, Oct. 28- Nov. 2, 2001, 1: 597-602.
- [195] Stroica P.. Modern methods for synchronous switching of circuit-breakers in 400 kV substations of the Romanian Power System [C]. 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, 2000, Lemesos, Cyprus, May 29-31, 2000, 3: 949-953.
- [196] Zhang Ming, Sun Hui. Improvement of an SVC Using an Active Power Filter Connected in Parallel with Synchronous Switched Capacitors [C]. 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Harbin, China, May 23-25, 2007, : 212-216.
- [197] Tsutada H., Hirai T., Kohyama H., et al. Development of synchronous switching controller for gas circuit breakers [C]. Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002, Yokohama, Japan, Oct. 6-10, 2002, 2: 807-812.
- [198] Bhaumik A. K., Reitan D. K., Phadke A. G.. A Solid-State Synchronous Switch for Use in Transient and Modeling Studies [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1967, 16(1) : 81-86.
- [199] Zorngiebel V., Spahn E., Buderer, G., et al. Compact High Voltage IGBT Switch for Pulsed Power Applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(1) : 531-535.
- [200] 陈振声. 快速可控型真空断路器的特性及应用 [J]. 电气技术, 2005(10) : 35-40.
- [201] 李庆民, 刘卫东, 钱家驷. 电磁推力机构的一种分析方法 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(2) : 20-40.
- [202] Holaus W, Frolich K. Ultra-fast switches - a new element for medium voltage fault current limiting switchgear [C]. Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, New York, USA, Jan. 27-31, 2002(1) : 299-304.
- [203] 张忠蕾, 李庆民, 娄杰. 电力电子控制电动机操动机构分闸运动特性的仿真分析 [J]. 电网技术, 2006, 30(18) : 58-63.
- [204] 林莘, 徐建源, 高会军. 永磁操动机构动态特性计算与分析 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(6) : 85-88.
- [205] 黄瑜珑, 王静君, 徐国政, 等. 配永磁机构真空断路器运动特性控制技术的研究 [J]. 高压电器, 2005, 41(5) : 321-323.
- [206] 孙弋, 马志瀛, 金立军. 应用电磁开关阀实现断路器智能操作分闸速度调节 [J]. 电网技术, 2000, 24(7) : 17-20.

- [207] Anne Bosma, Roberto Cameroni. Introducing a new generation of operating mechanism for high voltage AC circuit breaker[J]. Journal of Electronic Engineering, 2002, 21(3): 233-240.
- [208] Anne Bosma, P. O. Thureson. A new reliable operating mechanism for HVAC circuit breakers[J]. Transmission and Distribution conference and exposition, 2001: 573-577.
- [209] 林莘, 王德顺, 马跃乾. 新一代高压断路器直线伺服电动机操动机构[J]. 电气时代, 2007(2): 68-70.
- [210] 张涛. 非线性系统控制策略的研究[D]. 杭州:浙江大学, 2001.
- [211] 朱学贵, 王毅. 为提高分闸能力的永磁操动机构的研究与设计[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(7): 163-167.
- [212] 魏本纪. 双稳态永磁操动机构与真空断路器的特性配合问题探讨[J]. 高压电器, 2002, 38(1): 27-30.
- [213] 马信山, 张济世, 王平. 电磁场基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
- [214] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 95-98.
- [215] 刘栋良, 赵光宙. 风机类负载下的永磁同步电动机速度反推控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(2): 54-57.
- [216] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [217] 王兴华, 励庆孚, 王曙鸿. 永磁无刷直流电机磁阻转矩的解析计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 104-108.
- [218] 陈振生. 现代采用新驱动机构断路器的原理及应用[J]. 江苏电器, 2004(6): 19-21.
- [219] 曹昌祺. 电动力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 1961.
- [220] 何代华, 傅正义, 王皓, 等. 试述永磁材料及软磁材料的研究进展[J]. 陶瓷工程, 2001(4): 30-34.
- [221] 罗键. 系统灵敏度理论导论[M]. 西安:西北工业大学出版社, 1990.
- [222] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [223] 佟为明, 许峰, 李凤阁. 麦克斯韦电磁力公式与某些电磁现象的解释[J]. 电子器件, 2001, 24(4): 351-357.
- [224] 朱平. 圆电流空间磁场分布[J]. 大学物理, 2005, 24(9): 13-16.
- [225] 谷定燮. 对我国特高压输电系统过电压和绝缘配合的建议[J]. 高电压技术, 1999, 25(1): 29-32.
- [226] 张文亮, 吴维宁, 胡毅. 特高压输电技术的研究与我国电网的发展[J]. 高电压技术, 2003, 29 (9): 16-18.
- [227] 叶昌林. 我国超高压输电线路发展现状[J]. 东方电气评论, 1998, 12(3): 162-165.
- [228] 胡毅. 特高压输电试验线段及相关技术问题的探讨[J]. 高电压技术, 2004, 30 (12): 37-39.
- [229] 孙西骅. 实现电力电子技术产业化促进电网建设的现代化[J]. 高电压技术, 1996, 22(3): 38-39.
- [230] 赵中原, 吕征宇, 金高先等. 固态限流器晶闸管多路隔离驱动触发系统研制[J]. 高电

- 压技术, 2004, 30(4): 46-48.
- [231] 王章启, 姚月娥, 王慧, 等. 从 FCL 看开关技术发展的新生长点——混合式开关设备 [J]. 高压电器, 2003, 39(2): 23-25.
- [232] 李庆民, 钱家驷. 一种故障电流限制器: 中国, 200420038426.8[P]. 2005-3.
- [233] Thomas F G. Shaping the Future of Global Energy Delivery [J]. IEEE power & energy magazine, 2003, 1(5): 26-30.
- [234] 赵强, 张丽. 故障电流限制器现状及应用前景[J]. 电力建设, 2008, 29(1): 44-47.
- [235] 祝达康. 对调整上海 500 kV 规划网架及控制短路电流的思考[J]. 华东电力, 2007, 35(1): 41-44.
- [236] 王葵, 李剑新. 山东电网短路电流控制问题探讨[J]. 山东电力技术, 2006(4): 17-20.
- [237] 阮前途. 上海电网短路电流控制的现状与对策[J]. 电网技术, 2007, 29(4): 78-83.
- [238] 张鹏飞, 江道灼, 刘华蕾. 带旁路限流电感的新型固态限流器试验研究[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(4): 67-71.
- [239] M. M. R. Ahmed, Ghanim A. Putrus, Li Ran, et al. Harmonic Analysis and Improvement of a New Solid-State Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(4): 1012-1019.
- [240] Ronald Kreutz, Joachim Bock, Frank Breuer, et al. System Technology and Test of CURL 10, a 10 kV, 10 MVA Resistive High-Tc Superconducting Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2): 1961-1964.
- [241] Kazuhiro Kajikawa, Katsuyuki Kaiho, Noriharu Tamada, et al. Design and Current-Limiting Simulation of Magnetic-Shield type Superconducting Fault Current Limiter with High Tc Superconductors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(4): 2667-2670.
- [242] Massimo Fabbri, Antonio Morandi, Francesco Negrini, et al. Magnetic-Shield-Type Fault Current Limiter Equivalent Circuit[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2004, 14(3): 1966-1973.
- [243] H. Yamaguchi, T. Kataoka. Effect of Magnetic Saturation on the Current Limiting Characteristics of Transformer Type Superconducting Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2006, 16(2): 691-694.
- [244] Tsutomu Hoshino, Itsuya Muta, Taketsune Nakamura, et al. Non-Inductive Variable Reactor Design and Computer Simulation of Rectifier Type Superconducting Fault Current Limiter [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15(2): 2063-2066.
- [245] Ying Xin, Weizhi Gong, Xiaoye Niu, et al. Development of Saturated Iron Core HTS Fault Current Limiters [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17 (2): 1760-1763.
- [246] 何熠, 李长滨, 吴爱国, 等. 饱和铁芯型超导限流器压敏电阻的实验[J]. 高电压技术, 2007, 33(9): 154-158.
- [247] B. P. Raju, P. C. Parton, T. C. Bartam. A Current Limiting Device Using Superconducting D. C. Bias Applications and Prospects[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1982, 101(9): 3173-3177.

- [248] J. X. Jin, S. X. Dou, H. K. Liu, et al. Electrical Application of High Tc Superconducting Saturable Magnetic Core Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1997, 7(2) : 1009-1012.
- [249] V. Kcilin, I. Kovalev, S. Kmgllov, et al. Model of HTS Three-phase Saturated Core Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2000, 10(1) : 836-839.
- [250] V. Rozenshtein, A. Friedman, Y. Wolfus, et al. Saturated Cores FCL—A New Approach [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2) : 1756-1759.
- [251] Zhang Xuhong, Zhou Youqian, Zhang Zhifeng. Design of Saturated Iron Core Superconducting Fault Current Limiter Based on Numerical Calculation[J]. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition: Asia and Pacific, Dalian, China, 2005, 1-5.
- [252] Cuixia Zhao, Shuhong Wang, Jie Qiu, et al. Transient Simulation and Analysis for Saturated Core High Temperature Superconducting Fault Current Limiter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(4) : 1813-1816.
- [253] 李景会, 王金星, 何砚发, 等. 饱和铁芯型高温超导限流器的计算[J]. 低温与超导, 1999, 27(2) : 32-35.
- [254] S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, M. Iwahara, et al. A Novel Compact Magnetic Current Limiter for Three Phase Applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36 (5) : 3568-3570.
- [255] A. Mukuerjee, S. C. Mukhopadhyay, M. Iwahara, et al. A Numerical Method for Analyzing A Passive Fault Current Limiter Considering Hysteresis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4) : 2048-2050.
- [256] M. Iwahara, S. Yamada, F. P. Dawson, et al. A Passive Current Limiter for Power Semiconductor Protection[C]. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96, 1996, 1298-1301.
- [257] S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, M. Iwahara, et al. Analysis, Design and Experimental Results for a Passive Current Limiting Device[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1999, 146(3) : 309-316.
- [258] M. Iwdiara, S. C. Mukhopadhyay, S. Yaniada, et al. Development of Passive Fault Current Limiter in Parallel Biasing Mode[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1999, 35(3) : 3523-3525.
- [259] F. P. Dawson, S. Yamada, M. Iwahara, et al. Experimental Result for a Two-material Passive DI/DT Limiter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1995, 31(3) : 3734-3736.
- [260] S. C. Mukhopadhyay, M. Iwahara, S. Yaniada, et al. Investigation of the performances of a Permanent Magnet Biased Fault Current Limiting Reactor with a Steel Core [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4) : 2150-2152.
- [261] S. C. Mukhopadhyay, F. P. Dawson, M. Iwahara, et al. Investigation on the Topological Configuration of Magnetic Current Limiter for the Protection of Power Semiconductor Devices [C]. Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, 2000, 2463-

2470.

- [262] S. J. Young, F. P. Dawson, S. Yamada, et al. Material and Design Requirement for a Magnetic Passive Current Limiter[J]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana, 1997, 1159-1165.
- [263] E. Chong, J. L. Rasolonjanahary, J. Sturgess, et al. A Novel Concept for a Fault Current Limiter[C]. The 8th IEE International Conference on AC and DC Power Transmission, 2006, 251-255.
- [264] J-L. Rasolonjanahary, J. P. Sturgess, E. F. H. Chong, et al. Design and Construction of a Magnetic Fault Current Limiter[C]. The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2006, 681-685.
- [265] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 等. 磁性材料在PMFCL中的应用[J]. 电气应用, 2008, 27(14): 52-56.
- [266] Liang Zou, Yuan Ma, Hongshun Liu, Qingmin Li. Impact of Saturation Depth Ratio of Iron-Core on the PMFCL[C]. The 11th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'2008), October 17-20, 2008, Wuhan, China.
- [267] Liang Zou, Hongshun Liu, Qingmin Li, et al. Analysis and Simulation of the PMFCL Based on Coupled Field-circuit Modeling Methodology[C]. Proceedings of the International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE'2008), ChongQing, China, November 2008, : 498-502.
- [268] 李庆民, 钱家驷, 黄瑜珑, 等. 高压开关操作电磁铁动态特性逆分析的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 127-131.
- [269] Qingmin Li, Joseph D Yan. Computational investigation of the magnetic-field distribution in a 145kV/40kA rotary-arc circuit breaker. IEEE Transactions on Power Delivery, Jan 2006, 21(1): 135-141.
- [270] 娄杰, 李庆民, 肖茂友. 基于快速开关的串联谐振型故障限流器的仿真分析[J]. 高电压技术, 2006, 32(5): 80-83.
- [271] Qingmin Li, Minglei Wu. Simulation Method for the Applications of Ferromagnetic Materials in Suppressing High Frequency Transients Within GIS[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, July 2007, 22(3): 1628-1632.
- [272] 吴明雷, 李庆民, 段玉兵. 利用动态阻抗特性识别变压器的励磁涌流[J]. 高电压技术, 2007, 33(9): 50-55.
- [273] 刘洪顺, 李庆民, 邹亮, 等. ZnO避雷器式故障限流器对单相自动重合闸的影响[C]. 中国电机工程学会高电压专委会学术年会论文集, 2007年11.30-12.03, 广东深圳, 2007: 486-491.
- [274] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 等. 计及故障限流器和故障过渡电阻影响的接地距离保护补偿算法研究[C]. 中国电机工程学会高电压专委会学术年会论文集, 2007年11.30-12.03, 广东深圳, 2007: 691-695.
- [275] 高洪霞, 李庆民, 谭震宇, 曹瑞基. 电磁式电流互感器剩磁的在线抑制方法[J]. 计量学报, 2007, 28(12): 150-153.

- [276] 刘洪顺, 李庆民, 娄杰, 等. 电感型 FCL 对断路器恢复电压上升率的影响[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 84-91.
- [277] Qingmin Li, Hongshun Liu, Jie Lou, Liang Zou. Impact Research of Inductive FCL on the Rate of Rise of Recovery Voltage with Circuit Breakers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(4): 1978-1985.
- [278] 刘洪顺, 李庆民, 邹亮, 娄杰. 安装故障限流器的输电线路潜供电弧特性与单相重合闸策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(31): 62-67.
- [279] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 王伟. 磁性材料在永磁饱和型故障限流器中的应用[J]. 电气应用, 2008, 27(14): 51-56.
- [280] 孙树敏, 刘洪顺, 李庆民, 邹亮. 电力系统故障限流器研究综述[J]. 电网技术, 2008, 32(21): 75-79.
- [281] Liang Zou, Yuan Ma, Hongshun Liu, Qingmin Li. Impact of Saturation Depth Ratio of Iron-Core on the PMFCL[C]. The 11th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'2008), October 17-20, 2008, Wuhan, China.
- [282] Liang Zou, Hongshun Liu, Qingmin Li, et al. Analysis and Simulation of the PMFCL Based on Coupled Field-circuit Modeling Methodology[C]. Proceedings of the International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE'2008), ChongQing, China, November 2008: 498-502.
- [283] Liu Hongshun, Zou Liang, Li Qing-min, et al. Operating characteristics of the Permanent-Magnet-Biased Saturation Based Fault Current Limiter[C]. Proceedings of the International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE'2008), ChongQing, China, November 2008: 503-507.
- [284] 吕婷婷, 段玉兵, 李庆民. 磁控形状记忆合金的形变机理建模与仿真[J]. 材料导报, 2008, 22(6): 65-69.
- [285] 邹亮, 李庆民, 刘洪顺, 等. 计及故障限流器和故障过渡电阻影响的接地距离保护补偿算法[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(3): 56-60.
- [286] Hongshun Liu, Qingmin Li, Jie Lou. Impact of the Inductive FCL on the Interrupting Characteristics of Circuit Breakers during Out-of-phase Faults[J]. IEEE Trans. On Power Delivery, 2009, 24(4): 2177-2185.
- [287] 江道灼, 敦志香, 卢旭日, 等. 短路限流技术的研究与发展[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(3): 8-20.
- [288] 周雪松, 向龙瑞, 马幼捷, 等. 故障限流装置的发展和应用[J]. 电工技术学报, 2004, 19(11): 89-94.

○ ISBN 978-7-111-35604-2

○ 策划编辑：付承桂

○ 封面设计：赵颖喆

上架指导：工业技术 / 电气工程 / 电力技术

ISBN 978-7-111-35604-2



地址：北京市百万庄大街22号

邮政编码：100037

电话服务

网络服务

社服务中心：(010)88361066

门户网站：<http://www.cmpbook.com>

销售一部：(010)68326294

教材网：<http://www.cmpedu.com>

销售二部：(010)88379649

封面无防伪标识均为盗版

读者购书热线：(010)88379203

定价：38.00元

9 787111 356042 >